



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2018-0111915
(43) 공개일자 2018년10월11일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04L 25/03 (2006.01) H04L 27/26 (2006.01)
H04L 5/14 (2006.01) H04L 7/04 (2006.01)
(52) CPC특허분류
H04L 25/03012 (2013.01)
H04L 27/2628 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2018-7025436
(22) 출원일자(국제) 2018년02월01일
심사청구일자 없음
(85) 번역문제출일자 2018년09월03일
(86) 국제출원번호 PCT/KR2016/001058
(87) 국제공개번호 WO 2017/135475
국제공개일자 2017년08월10일

(71) 출원인
엘지전자 주식회사
서울특별시 영등포구 여의대로 128 (여의도동)
연세대학교 산학협력단
서울특별시 서대문구 연세로 50 (신촌동, 연세대
학교)
(72) 발명자
노광석
서울특별시 서초구 양재대로11길 19 LG전자 특허
센터
홍대식
서울특별시 종로구 사직로8길 24, 1508
(뒷면에 계속)
(74) 대리인
김용인, 방해철

전체 청구항 수 : 총 8 항

(54) 발명의 명칭 풀-듀플렉스 무선 통신 시스템에서 시간 비동기 환경을 고려한 자기 간섭 제거 방법 및 이를 위한 장치

(57) 요약

본 발명은 풀-듀플렉스(Full-Duplex) 통신을 지원하는 네트워크 노드의 자기 간섭 제거 방법에 관한 것이다. 구체적으로, 풀-듀플렉스기반으로 동작되는 송신 신호와 수신 신호를 위한 시간 동기를 추정하는 단계 및 추정된 시간 동기 및 송신 신호의 채널 정보에 기반하여 수신 신호에 대한 자기 간섭 제거를 수행하는 단계를 포함하며, 시간 동기는, 네트워크 노드의 송신 신호 타이밍과 수신 신호 타이밍이 상이한 경우, 네트워크 노드의 송신 신호 프리앰블(preamble)을 이용하여 추정되는 것을 특징으로 한다.

(52) CPC특허분류

H04L 5/14 (2013.01)

H04L 7/041 (2013.01)

(72) 발명자

이해순

서울특별시 강서구 공항대로65길 21, 103-1101

최재영

서울특별시 강남구 선릉로 120, 8-701

김동규

서울특별시 서초구 양재대로11길 19 LG전자 특허센터

명세서

청구범위

청구항 1

풀-듀플렉스(Full-Duplex) 통신을 지원하는 네트워크 노드의 자기 간섭 제거 방법에 있어서,
 풀-듀플렉스기반으로 동작되는 송신 신호와 수신 신호를 위한 시간 동기를 추정하는 단계; 및
 상기 추정된 시간 동기 및 상기 송신 신호의 채널 정보에 기반하여 상기 수신 신호에 대한 자기 간섭 제거를 수행하는 단계를 포함하며,
 상기 시간 동기는,
 상기 네트워크 노드의 송신 신호 타이밍과 수신 신호 타이밍이 상이한 경우, 상기 네트워크 노드의 송신 신호 프리앰블(preamble)을 이용하여 추정되는 것을 특징으로 하는,
 자기 간섭 제거 방법.

청구항 2

제 1 항에 있어서,
 상기 시간 동기는,
 상기 송신 신호를 천이(shift)시킨 신호와 상기 송신 신호 프리앰블의 상호 상관(Cross-correlation)의 최대값에 따라 결정되는 것을 특징으로 하는,
 자기 간섭 제거 방법.

청구항 3

제 1 항에 있어서,
 상기 송신 신호는,
 SRS(Sounding Reference Signal) 혹은 PUCCH RS(Physical Uplink Control Channel Reference Signal) 인 것을 특징으로 하는,
 자기 간섭 제거 방법.

청구항 4

제 1 항에 있어서,
 상기 송신 신호는,
 PSS(Primary Synchronization Signal) 혹은 SSS(Secondary Synchronization Signal) 인 것을 특징으로 하는,
 자기 간섭 제거 방법.

청구항 5

제 1 항에 있어서,
 상기 자기 간섭 제거가 수행된 수신 신호가 시간 도메인 신호인지 여부를 판단하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는,
 자기 간섭 제거 방법.

청구항 6

제 5 항에 있어서,
 상기 자기 간섭 제거가 수행된 수신 신호가 시간 도메인 신호가 아닌 경우, IFFT(Inverse Fast Fourier

Transform)을 이용하여 시간 도메인 신호로 변환하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는,
자기 간섭 제거 방법.

청구항 7

제 1 항에 있어서,
상기 자기 간섭 제거 단계 이후, 상기 수신 신호를 검출하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는,
자기 간섭 제거 방법.

청구항 8

풀-듀플렉스(Full-Duplex) 통신을 지원하는 자기 간섭을 제거하는 네트워크 노드에 있어서,
무선 주파수 유닛; 및
프로세서를 포함하며,
상기 프로세서는, 풀-듀플렉스기반으로 동작되는 송신 신호와 수신 신호를 위한 시간 동기를 추정하고, 상기 추정된 시간 동기 및 상기 송신 신호의 채널 정보에 기반하여 상기 수신 신호에 대한 자기 간섭 제거를 수행하며,
상기 시간 동기는,
상기 네트워크 노드의 송신 신호 타이밍과 수신 신호 타이밍이 상이한 경우, 상기 네트워크 노드의 송신 신호 프리앰블(preamble)을 이용하여 추정되는 것을 특징으로 하는,
네트워크 노드.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 무선 통신 시스템에 관한 것으로서, 보다 상세하게는 풀-듀플렉스(Full-Duplex) 무선 통신 시스템에서 시간 비동기 환경을 고려한 자기 간섭 제거 방법 및 이를 위한 장치에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템의 일례로서 3GPP LTE (3rd Generation Partnership Project Long Term Evolution, 이하 "LTE"라 함) 통신 시스템에 대해 개략적으로 설명한다.

[0003] 도 1 은 무선 통신 시스템의 일례로서 E-UMTS 망구조를 개략적으로 도시한 도면이다. E-UMTS(Evolved Universal Mobile Telecommunications System) 시스템은 기존 UMTS(Universal Mobile Telecommunications System)에서 진화한 시스템으로서, 현재 3GPP 에서 기초적인 표준화 작업을 진행하고 있다. 일반적으로 E-UMTS 는 LTE(Long Term Evolution) 시스템이라고 할 수도 있다. UMTS 및 E-UMTS 의 기술 규격(technical specification)의 상세한 내용은 각각 "3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network"의 Release 7 과 Release 8 을 참조할 수 있다.

[0004] 도 1 을 참조하면, E-UMTS 는 단말(User Equipment, UE)과 기지국(eNode B, eNB, 네트워크(E-UTRAN)의 종단에 위치하여 외부 네트워크와 연결되는 접속 게이트웨이(Access Gateway, AG)를 포함한다. 기지국은 브로드캐스트 서비스, 멀티캐스트 서비스 및/또는 유니캐스트 서비스를 위해 다중 데이터 스트림을 동시에 전송할 수 있다.

[0005] 한 기지국에는 하나 이상의 셀이 존재한다. 셀은 1.25, 2.5, 5, 10, 15, 20Mhz 등의 대역폭 중 하나로 설정돼 여러 단말에게 하향 또는 상향 전송 서비스를 제공한다. 서로 다른 셀은 서로 다른 대역폭을 제공하도록 설정될 수 있다. 기지국은 다수의 단말에 대한 데이터 송수신을 제어한다. 하향 링크(Downlink, DL) 데이터에 대해 기지국은 하향 링크 스케줄링 정보를 전송하여 해당 단말에게 데이터가 전송될 시간/주파수 영역, 부호화, 데이터 크기, HARQ(Hybrid Automatic Repeat and reQuest) 관련 정보 등을 알려준다. 또한, 상향 링크(Uplink, UL) 데이터에 대해 기지국은 상향 링크 스케줄링 정보를 해당 단말에게 전송하여 해당 단말이 사용할 수 있는 시간/주파수 영역, 부호화, 데이터 크기, HARQ 관련 정보 등을 알려준다. 기지국간에는 사용자 트래픽 또는 제어 트래픽 전송을 위한 인터페이스가 사용될 수 있다. 핵심망(Core Network, CN)은 AG 와 단말의 사용자 등록 등을 위

한 네트워크 노드 등으로 구성될 수 있다. AG 는 복수의 셀들로 구성되는 TA(Tracking Area) 단위로 단말의 이동성을 관리한다.

- [0006] 무선 통신 기술은 WCDMA 를 기반으로 LTE 까지 개발되어 왔지만, 사용자와 사업자의 요구와 기대는 지속적으로 증가하고 있다. 또한, 다른 무선 접속 기술이 계속 개발되고 있으므로 향후 경쟁력을 가지기 위해서는 새로운 기술 진화가 요구된다. 비트당 비용 감소, 서비스 가용성 증대, 융통성 있는 주파수 밴드의 사용, 단순구조와 개방형 인터페이스, 단말의 적절한 파워 소모 등이 요구된다.

발명의 내용

해결하려는 과제

- [0007] 상술한 바와 같은 논의를 바탕으로 이하에서는, 보다 상세하게는 풀-듀플렉스(Full-Duplex) 무선 통신 시스템에서 시간 비동기 환경을 고려한 자기 간섭 제거 방법 및 이를 위한 장치를 제안하고자 한다.
- [0008] 본 발명에서 이루고자 하는 기술적 과제들은 상기 기술적 과제로 제한되지 않으며, 언급하지 않은 또 다른 기술적 과제들은 아래의 기재로부터 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 명확하게 이해될 수 있을 것이다.

과제의 해결 수단

- [0009] 상술한 문제점을 해결하기 위한 본 발명의 일 양상인 풀-듀플렉스(Full-Duplex) 통신을 지원하는 네트워크 노드의 자기 간섭 제거 방법은, 풀-듀플렉스 기반으로 동작되는 송신 신호와 수신 신호를 위한 시간 동기를 추정하는 단계; 및 상기 추정된 시간 동기 및 상기 송신 신호의 채널 정보에 기반하여 상기 수신 신호에 대한 자기 간섭 제거를 수행하는 단계를 포함하며, 상기 시간 동기는, 상기 네트워크 노드의 송신 신호 타이밍과 수신 신호 타이밍이 상이한 경우, 상기 네트워크 노드의 송신 신호 프리앰블(preamble)을 이용하여 추정되는 것을 특징으로 한다.
- [0010] 나아가, 상기 시간 동기는, 상기 송신 신호를 천이(shift)시킨 신호와 상기 송신 신호 프리앰블의 상호 상관(Cross-correlation)의 최대값에 따라 결정되는 것을 특징으로 할 수 있다.
- [0011] 나아가, 상기 송신 신호는, SRS(Sounding Reference Signal) 혹은 PUCCH RS(Physical Uplink Control Channel Reference Signal) 인 것을 특징으로 할 수 있다.
- [0012] 나아가, 상기 송신 신호는, PSS(Primary Synchronization Signal) 혹은 SSS(Secondary Synchronization Signal) 인 것을 특징으로 할 수 있다.
- [0013] 나아가, 상기 자기 간섭 제거가 수행된 수신 신호가 시간 도메인 신호인지 여부를 판단하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 할 수 있다. 더 나아가, 상기 자기 간섭 제거가 수행된 수신 신호가 시간 도메인 신호가 아닌 경우, IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)을 이용하여 시간 도메인 신호로 변환하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 할 수 있다.
- [0014] 나아가, 상기 자기 간섭 제거 단계 이후, 상기 수신 신호를 검출하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 할 수 있다.
- [0015] 상술한 문제점을 해결하기 위한 본 발명의 다른 양상인, 풀-듀플렉스(Full-Duplex) 통신을 지원하는 자기 간섭을 제거하는 네트워크 노드에 있어서, 무선 주파수 유닛; 및 프로세서를 포함하며, 상기 프로세서는, 풀-듀플렉스 기반으로 동작되는 송신 신호와 수신 신호를 위한 시간 동기를 추정하고, 상기 추정된 시간 동기 및 상기 송신 신호의 채널 정보에 기반하여 상기 수신 신호에 대한 자기 간섭 제거를 수행하며, 상기 시간 동기는, 상기 네트워크 노드의 송신 신호 타이밍과 수신 신호 타이밍이 상이한 경우, 상기 네트워크 노드의 송신 신호 프리앰블(preamble)을 이용하여 추정되는 것을 특징으로 할 수 있다.

발명의 효과

- [0016] 본 발명의 실시예에 따르면 풀-듀플렉스(Full-Duplex) 무선 통신 시스템에서 자기 간섭 제거가 효율적으로 수행될 수 있다.
- [0017] 본 발명에서 얻을 수 있는 효과는 이상에서 언급한 효과들로 제한되지 않으며, 언급하지 않은 또 다른 효과들은 아래의 기재로부터 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 명확하게 이해될 수 있을

것이다.

도면의 간단한 설명

[0018]

본 발명에 관한 이해를 돕기 위해 상세한 설명의 일부로 포함되는, 첨부 도면은 본 발명에 대한 실시예를 제공하고, 상세한 설명과 함께 본 발명의 기술적 사상을 설명한다.

도 1 은 무선 통신 시스템의 일례로서 E-UMTS 망구조를 개략적으로 예시한다.

도 2 는 3GPP 무선 접속망 규격을 기반으로 한 단말과 E-UTRAN 사이의 무선 인터페이스 프로토콜(Radio Interface Protocol)의 제어평면(Control Plane) 및 사용자평면(User Plane) 구조를 예시한다.

도 3 은 3GPP 시스템에 이용되는 물리 채널들 및 이들을 이용한 일반적인 신호 전송 방법을 예시한다.

도 4 는 LTE 시스템에서 사용되는 무선 프레임의 구조를 예시한다.

도 5 는 하향링크 슬롯에 대한 자원 그리드(resource grid)를 예시한다.

도 6 은 LTE 시스템에서 사용되는 하향링크 무선 프레임의 구조를 예시한다.

도 7 은 LTE 시스템에서 사용되는 상향링크 서브프레임의 구조를 예시한다.

도 8 은 풀-듀플렉스 무선(Full-Duplex Radio, FDR) 통신 시스템을 나타낸다.

도 9 는 Inter-device interference 를 나타낸다.

도 10 은 FDR 시스템에서 단말의 다중 접속을 나타낸다.

도 11 내지 도 13 은 본 발명에 따른 풀-듀플렉스 노드 상에서의 송신 신호와 수신 신호 차이에 따른 간섭을 설명하기 위한 참고도이다.

도 14 는 본 발명에서 제안하는 방법의 BER(bit error rate) 성능을 시간 비동기 정도에 따라 시뮬레이션한 결과를 설명하기 위한 참고도이다.

도 15 는 시간 비동기 환경을 고려하여 송신 신호를 기준으로 시간 동기를 측정하는 방법을 나타낸다.

도 16 에서는 시간 비동기 환경을 고려하여 송신 신호와 수신 신호를 위한 시간 동기를 각각 측정하는 방법을 나타낸다.

도 17 은 본 발명의 일 실시예에 적용될 수 있는 기지국 및 단말을 예시한다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0019]

이하의 기술은 CDMA(code division multiple access), FDMA(frequency division multiple access), TDMA(time division multiple access), OFDMA(orthogonal frequency division multiple access), SC-FDMA(single carrier frequency division multiple access) 등과 같은 다양한 무선 접속 시스템에 사용될 수 있다. CDMA 는 UTRA(Universal Terrestrial Radio Access)나 CDMA2000 과같은 무선 기술(radio technology)로 구현될 수 있다. TDMA 는 GSM(Global System for Mobile communications)/GPRS(General Packet Radio Service)/EDGE(Enhanced Data Rates for GSM Evolution)와 같은 무선 기술로 구현될 수 있다. OFDMA 는 IEEE 802.11 (Wi-Fi), IEEE 802.16 (WiMAX), IEEE 802-20, E-UTRA(Evolved UTRA) 등과 같은 무선 기술로 구현될 수 있다. UTRA 는 UMTS(Universal Mobile Telecommunications System)의 일부이다. 3GPP(3rd Generation Partnership Project) LTE(long term evolution)는 E-UTRA 를 사용하는 E-UMTS(Evolved UMTS)의 일부로서 하향 링크에서 OFDMA 를 채용하고 상향링크에서 SC-FDMA 를 채용한다. LTE-A(Advanced)는 3GPP LTE 의 진화된 버전이다.

[0020]

설명을 명확하게 하기 위해, 3GPP LTE/LTE-A 를 위주로 기술하지만 본 발명의 기술적 사상이 이에 제한되는 것은 아니다. 또한, 이하의 설명에서 사용되는 특정(特定) 용어들은 본 발명의 이해를 돕기 위해서 제공된 것이며, 이러한 특정 용어의 사용은 본 발명의 기술적 사상을 벗어나지 않는 범위에서 다른 형태로 변경될 수 있다.

[0021]

도 2 는 3GPP 무선 접속망 규격을 기반으로 한 단말과 E-UTRAN 사이의 무선 인터페이스 프로토콜(Radio Interface Protocol)의 제어평면(Control Plane) 및 사용자평면(User Plane) 구조를 나타내는 도면이다. 제어

평면은 단말(User Equipment; UE)과 네트워크가 호를 관리하기 위해서 이용하는 제어 메시지들이 전송되는 통로를 의미한다. 사용자평면은 애플리케이션 계층에서 생성된 데이터, 예를 들어, 음성 데이터 또는 인터넷 패킷 데이터 등이 전송되는 통로를 의미한다.

[0022] 제 1 계층인 물리계층은 물리채널(Physical Channel)을 이용하여 상위 계층에게 정보 전송 서비스(Information Transfer Service)를 제공한다. 물리계층은 상위 계층에 있는 매체접속제어(Medium Access Control) 계층과는 전송 채널(Trans 안테나 포트 Channel)을 통해 연결되어 있다. 상기 전송채널을 통해 매체접속제어 계층과 물리계층 사이에 데이터가 이동한다. 송신측과 수신측의 물리계층 사이는 물리채널을 통해 데이터가 이동한다. 상기 물리채널은 시간과 주파수를 무선 자원으로 활용한다. 구체적으로, 물리채널은 하향 링크에서 OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 방식으로 변조되고, 상향 링크에서 SC-FDMA(Single Carrier Frequency Division Multiple Access) 방식으로 변조된다.

[0023] 제 2 계층의 매체접속제어(Medium Access Control; MAC) 계층은 논리채널(Logical Channel)을 통해 상위계층인 무선링크제어(Radio Link Control; RLC) 계층에 서비스를 제공한다. 제 2 계층의 RLC 계층은 신뢰성 있는 데이터 전송을 지원한다. RLC 계층의 기능은 MAC 내부의 기능 블록으로 구현될 수도 있다. 제 2 계층의 PDCP(Packet Data Convergence Protocol) 계층은 대역폭이 좁은 무선 인터페이스에서 IPv4 나 IPv6 와 같은 IP 패킷을 효율적으로 전송하기 위해 불필요한 제어정보를 줄여주는 헤더 압축(Header Compression) 기능을 수행한다.

[0024] 제 3 계층의 최하부에 위치한 무선 자원제어(Radio Resource Control; RRC) 계층은 제어평면에서만 정의된다. RRC 계층은 무선베어러(Radio Bearer; RB)들의 설정(Configuration), 재설정(Re-configuration) 및 해제(Release)와 관련되어 논리채널, 전송채널 및 물리채널들의 제어를 담당한다. RB 는 단말과 네트워크 간의 데이터 전달을 위해 제 2 계층에 의해 제공되는 서비스를 의미한다. 이를 위해, 단말과 네트워크의 RRC 계층은 서로 RRC 메시지를 교환한다. 단말과 네트워크의 RRC 계층 사이에 RRC 연결(RRC Connected)이 있을 경우, 단말은 RRC 연결 상태(Connected Mode)에 있게 되고, 그렇지 못할 경우 RRC 휴지 상태(Idle Mode)에 있게 된다. RRC 계층의 상위 계층에 있는 NAS(Non-Access Stratum) 계층은 세션 관리(Session Management)와 이동성 관리(Mobility Management) 등의 기능을 수행한다.

[0025] 기지국(eNB)을 구성하는 하나의 셀은 1.4, 3, 5, 10, 15, 20Mhz 등의 대역폭 중 하나로 설정되어 여러 단말에게 하향 또는 상향 전송 서비스를 제공한다. 서로 다른 셀은 서로 다른 대역폭을 제공하도록 설정될 수 있다.

[0026] 네트워크에서 단말로 데이터를 전송하는 하향 전송채널은 시스템 정보를 전송하는 BCH(Broadcast Channel), 페이지 메시지를 전송하는 PCH(Paging Channel), 사용자 트래픽이나 제어 메시지를 전송하는 하향 SCH(Shared Channel) 등이 있다. 하향 멀티캐스트 또는 방송 서비스의 트래픽 또는 제어 메시지의 경우 하향 SCH 를 통해 전송될 수도 있고, 또는 별도의 하향 MCH(Multicast Channel)을 통해 전송될 수도 있다. 한편, 단말에서 네트워크로 데이터를 전송하는 상향 전송채널로는 초기 제어 메시지를 전송하는 RACH(Random Access Channel), 사용자 트래픽이나 제어 메시지를 전송하는 상향 SCH(Shared Channel)가 있다. 전송채널의 상위 계층에 있으며, 전송채널에 매핑되는 논리채널(Logical Channel)로는 BCCH(Broadcast Control Channel), PCCH(Paging Control Channel), CCCH(Common Control Channel), MCCH(Multicast Control Channel), MTCH(Multicast Traffic Channel) 등이 있다.

[0027] 도 3 은 3GPP LTE 시스템에 이용되는 물리 채널들 및 이들을 이용한 일반적인 신호 전송 방법을 설명하기 위한 도면이다.

[0028] 전원이 꺼진 상태에서 다시 전원이 켜지거나, 새로이 셀에 진입한 사용자 기기는 단계 S301 에서 기지국과 동기를 맞추는 등의 초기 셀 탐색(Initial cell search) 작업을 수행한다. 이를 위해 사용자 기기는 기지국으로부터 주동기 채널(Primary Synchronization Channel, P-SCH) 및 부동기 채널(Secondary Synchronization Channel, S-SCH)을 수신하여 기지국과 동기를 맞추고, 셀 ID 등의 정보를 획득한다. 그 후, 사용자 기기는 기지국으로부터 물리방송채널(Physical Broadcast Channel)을 수신하여 셀 내 방송 정보를 획득할 수 있다. 한편, 사용자 기기는 초기 셀 탐색 단계에서 하향링크 참조 신호(Downlink Reference Signal, DL RS)를 수신하여 하향링크 채널 상태를 확인할 수 있다.

[0029] 초기 셀 탐색을 마친 사용자 기기는 단계 S302 에서 물리 하향링크제어 채널(Physical Downlink Control Channel, PDCCH) 및 물리하향링크제어채널 정보에 따른 물리하향링크공유 채널(Physical Downlink Control Channel, PDSCH)을 수신하여 좀더 구체적인 시스템 정보를 획득할 수 있다.

[0030] 이후, 사용자 기기는 기지국에 접속을 완료하기 위해 이후 단계 S303 내지 단계 S306 과 같은 임의 접속 과정

(Random Access Procedure)을 수행할 수 있다. 이를 위해 사용자 기기는 물리임의접속채널(Physical Random Access Channel, PRACH)을 통해 프리앰블(preamble)을 전송하고(S303), 물리하향링크제어채널 및 이에 대응하는 물리하향링크공유 채널을 통해 프리앰블에 대한 응답메시지를 수신할 수 있다(S304). 경쟁 기반 임의 접속의 경우 추가적인 물리임의접속채널의 전송(S305) 및 물리하향링크제어채널 및 이에 대응하는 물리하향링크공유 채널 수신(S306)과 같은 충돌해결절차(Contention Resolution Procedure)를 수행할 수 있다.

[0031] 상술한 바와 같은 절차를 수행한 사용자 기기는 이후 일반적인 상/하향링크 신호 전송 절차로서 물리하향링크제어채널/물리하향링크공유채널 수신(S307) 및 물리상향링크공유채널(Physical Uplink Shared Channel, PUSCH)/물리상향링크제어채널(Physical Uplink Control Channel, PUCCH) 전송(S308)을 수행할 수 있다. 사용자 기기가 기지국으로 전송하는 제어 정보를 통칭하여 상향링크 제어 정보(Uplink Control Information, UCI)라고 지칭한다. UCI 는 HARQ ACK/NACK(Hybrid Automatic Repeat and reQuest Acknowledgement/Negative-ACK), SR(Scheduling Request), CSI(Channel State Information) 등을 포함한다. 본 명세서에서, HARQ ACK/NACK 은 간단히 HARQ-ACK 혹은 ACK/NACK(A/N)으로 지칭된다. HARQ-ACK 은 포지티브 ACK(간단히, ACK), 네거티브 ACK(NACK), DTX 및 NACK/DTX 중 적어도 하나를 포함한다. CSI 는 CQI(Channel Quality Indicator), PMI(Precoding Matrix Indicator), RI(Rank Indication) 등을 포함한다. UCI 는 일반적으로 PUCCH 를 통해 전송되지만, 제어 정보와 트래픽 데이터가 동시에 전송되어야 할 경우 PUSCH 를 통해 전송될 수 있다. 또한, 네트워크의 요청/지시에 의해 PUSCH 를 통해 UCI 를 비주기적으로 전송할 수 있다.

[0032] 도 4 는 LTE 시스템에서 사용되는 무선 프레임의 구조를 예시하는 도면이다.

[0033] 도 4 를 참조하면, 셀룰라 OFDM 무선 패킷 통신 시스템에서, 상향링크/하향링크 데이터 패킷 전송은 서브프레임(subframe) 단위로 이루어지며, 한 서브프레임은 다수의 OFDM 심볼을 포함하는 일정 시간 구간으로 정의된다. 3GPP LTE 표준에서는 FDD(Frequency Division Duplex)에 적용 가능한 타입 1 무선 프레임(radio frame) 구조와 TDD(Time Division Duplex)에 적용 가능한 타입 2 의 무선 프레임 구조를 지원한다.

[0034] 도 4 의 (a)는 타입 1 무선 프레임의 구조를 예시한다. 하향링크 무선 프레임(radio frame)은 10 개의 서브프레임(subframe)으로 구성되고, 하나의 서브프레임은 시간 영역(time domain)에서 2 개의 슬롯(slot)으로 구성된다. 하나의 서브프레임이 전송되는 데 걸리는 시간을 TTI(transmission time interval)라 한다. 예를 들어 하나의 서브프레임의 길이는 1ms 이고, 하나의 슬롯의 길이는 0.5ms 일 수 있다. 하나의 슬롯은 시간 영역에서 복수의 OFDM 심볼을 포함하고, 주파수 영역에서 다수의 자원블록(Resource Block; RB)을 포함한다. 3GPP LTE 시스템에서는 하향링크에서 OFDMA 를 사용하므로, OFDM 심볼이 하나의 심볼 구간을 나타낸다. OFDM 심볼은 또한 SC-FDMA 심볼 또는 심볼 구간으로 칭하여질 수도 있다. 자원 할당 단위로서의 자원 블록(RB)은 하나의 슬롯에서 복수개의 연속적인 부반송파(subcarrier)를 포함할 수 있다.

[0035] 하나의 슬롯에 포함되는 OFDM 심볼의 수는 CP(Cyclic Prefix)의 구성(configuration)에 따라 달라질 수 있다. CP 에는 확장된 CP(extended CP)와 표준 CP(normal CP)가 있다. 예를 들어, OFDM 심볼이 표준 CP 에 의해 구성된 경우, 하나의 슬롯에 포함되는 OFDM 심볼의 수는 7 개일 수 있다. OFDM 심볼이 확장된 CP 에 의해 구성된 경우, 한 OFDM 심볼의 길이가 늘어나므로, 한 슬롯에 포함되는 OFDM 심볼의 수는 표준 CP 인 경우보다 적다. 확장된 CP 의 경우에, 예를 들어, 하나의 슬롯에 포함되는 OFDM 심볼의 수는 6 개일 수 있다. 사용자 기기가 빠른 속도로 이동하는 등의 경우와 같이 채널상태가 불안정한 경우, 심볼 간 간섭을 더욱 줄이기 위해 확장된 CP 가 사용될 수 있다.

[0036] 표준 CP 가 사용되는 경우 하나의 슬롯은 7 개의 OFDM 심볼을 포함하므로, 하나의 서브프레임은 14 개의 OFDM 심볼을 포함한다. 이때, 각 서브프레임의 처음 최대 3 개의 OFDM 심볼은 PDCCH(physical downlink control channel)에 할당되고, 나머지 OFDM 심볼은 PDSCH(physical downlink shared channel)에 할당될 수 있다.

[0037] 도 4 의 (b)는 타입 2 무선 프레임의 구조를 예시한다. 타입 2 무선 프레임은 2 개의하프 프레임(half frame)으로 구성되며, 각 하프 프레임은 2 개의 슬롯을 포함하는 4 개의 일반 서브프레임과 DwPTS(Downlink Pilot Time Slot), 보호구간(Guard Period, GP) 및 UpPTS(Uplink Pilot Time Slot)을 포함하는 특별 서브프레임(special subframe)으로 구성된다.

[0038] 상기 특별 서브프레임에서, DwPTS 는 사용자 기기에서의 초기 셀 탐색, 동기화 또는 채널 추정에 사용된다. UpPTS 는 기지국에서의 채널 추정과 사용자 기기의 상향링크 전송 동기를 맞추는 데 사용된다. 즉, DwPTS 는 하향링크 전송으로, UpPTS 는 상향링크 전송으로 사용되며, 특히 UpPTS 는 PRACH 프리앰블이나 SRS 전송의 용도로 활용된다. 또한, 보호구간은 상향링크와 하향링크 사이에 하향링크 신호의 다중경로 지연으로 인해 상향링크에

서 생기는 간섭을 제거하기 위한 구간이다.

[0039] 상기 특별 서브프레임에 관하여 현재 3GPP 표준 문서에서는 아래 표 1 과 같이 설정을 정의하고 있다. 표 1 에서 $T_s = 1/(15000 \times 2048)$ 인 경우 DwPTS 와 UpPTS 를 나타내며, 나머지 영역이 보호구간으로 설정된다.

표 1

Special subframe configuration	Normal cyclic prefix in downlink			Extended cyclic prefix in downlink		
	DwPTS	UpPTS		DwPTS	UpPTS	
		Normal cyclic prefix in uplink	Extended cyclic prefix in uplink		Normal cyclic prefix in uplink	Extended cyclic prefix in uplink
0	$6592 \cdot T_s$	$2192 \cdot T_s$	$2560 \cdot T_s$	$7680 \cdot T_s$	$2192 \cdot T_s$	$2560 \cdot T_s$
1	$19760 \cdot T_s$			$20480 \cdot T_s$		
2	$21952 \cdot T_s$			$23040 \cdot T_s$		
3	$24144 \cdot T_s$			$25600 \cdot T_s$		
4	$26336 \cdot T_s$			$7680 \cdot T_s$		
5	$6592 \cdot T_s$	$4384 \cdot T_s$	$5120 \cdot T_s$	$20480 \cdot T_s$	$4384 \cdot T_s$	$5120 \cdot T_s$
6	$19760 \cdot T_s$			$23040 \cdot T_s$		
7	$21952 \cdot T_s$			$12800 \cdot T_s$		
8	$24144 \cdot T_s$			-	-	-
9	$13168 \cdot T_s$			-	-	-

[0040]

[0041] 한편, 타입 2 무선 프레임의 구조, 즉 TDD 시스템에서 상향링크/하향링크 서브프레임 설정(UL/DL configuration)은 아래의 표 2 와 같다.

표 2

Uplink-downlink configuration	Downlink-to-Uplink Switch-point periodicity	Subframe number									
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	5 ms	D	S	U	U	U	D	S	U	U	U
1	5 ms	D	S	U	U	D	D	S	U	U	D
2	5 ms	D	S	U	D	D	D	S	U	D	D
3	10 ms	D	S	U	U	U	D	D	D	D	D
4	10 ms	D	S	U	U	D	D	D	D	D	D
5	10 ms	D	S	U	D	D	D	D	D	D	D
6	5 ms	D	S	U	U	U	D	S	U	U	D

[0042]

[0043] 상기 표 2 에서 D 는 하향링크 서브프레임, U 는 상향링크 서브프레임을 지시하며, S 는 상기 특별 서브프레임을 의미한다. 또한, 상기 표 2 는 각각의 시스템에서 상향링크/하향링크 서브프레임 설정에서 하향링크-상향링크 스위칭 주기 역시 나타나있다.

[0044] 상술한 무선 프레임의 구조는 예시에 불과하고, 무선 프레임에 포함되는 서브프레임의 수 또는 서브프레임에 포함되는 슬롯의 수, 슬롯에 포함되는 심볼의 수는 다양하게 변경될 수 있다.

[0045] 도 5 는 하향링크 슬롯에 대한 자원 그리드(resource grid)를 예시한다.

[0046] 도 5 를 참조하면, 하향링크 슬롯은 시간 영역에서 $N_{\text{ymb}}^{\text{DL}}$ OFDM 심볼을 포함하고 주파수 영역에서 $N_{\text{RB}}^{\text{DL}}$ 자원블록을 포함한다. 각각의 자원블록이 $N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ 부반송파를 포함하므로 하향링크 슬롯은 주파수 영역에서 $N_{\text{RB}}^{\text{DL}} \times N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ 부반송파를 포함한다. 도 5 는 하향링크 슬롯이 7 OFDM 심볼을 포함하고 자원블록이 12 부반송파를 포함하는 것으로 예시하고 있지만 반드시 이로 제한되는 것은 아니다. 예를 들어, 하향링크 슬롯에 포함되는 OFDM 심볼의 개수는 순환전치(Cyclic Prefix; CP)의 길이에 따라 변형될 수 있다.

[0047] 자원그리드 상의 각 요소를 자원요소(Resource Element; RE)라 하고, 하나의 자원 요소는 하나의 OFDM 심볼 인덱스 및 하나의 부반송파 인덱스로 지시된다. 하나의 RB 는 $N_{\text{ymb}}^{\text{DL}} \times N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ 자원요소로 구성되어 있다. 하향링크 슬롯에 포함되는 자원블록의 수($N_{\text{RB}}^{\text{DL}}$)는 셀에서 설정되는 하향링크 전송 대역폭(bandwidth)에 종속한다.

- [0048] 도 6 은 하향링크 서브프레임의 구조를 예시한다.
- [0049] 도 6 을 참조하면, 서브프레임의 첫 번째 슬롯에서 앞부분에 위치한 최대 3(4)개의 OFDM 심볼은 제어 채널이 할당되는 제어 영역에 대응한다. 남은 OFDM 심볼은 PDSCH(Physical Downlink Shared Channel)가 할당되는 데이터 영역에 해당한다. LTE 에서 사용되는 하향링크 제어 채널의 예는 PCFICH(Physical Control Format Indicator Channel), PDCCH(Physical Downlink Control Channel), PHICH(Physical hybrid ARQ indicator Channel) 등을 포함한다. PCFICH 는 서브프레임의 첫 번째 OFDM 심볼에서 전송되고 서브프레임 내에서 제어 채널의 전송에 사용되는 OFDM 심볼의 개수에 관한 정보를 나른다. PHICH 는 상향링크 전송에 대한 응답으로 HARQ ACK/NACK(Hybrid Automatic Repeat request acknowledgment/negative-acknowledgment) 신호를 나른다.
- [0050] PDCCH 를 통해 전송되는 제어 정보를 DCI(Downlink Control Information)라고 지칭한다. DCI 는 사용자 기기 또는 사용자 기기 그룹을 위한 자원 할당 정보 및 다른 제어 정보를 포함한다. 예를 들어, DCI 는 상향/하향링크 스케줄링 정보, 상향링크 전송(Tx) 파워 제어 명령 등을 포함한다.
- [0051] PDCCH 는 하향링크 공유 채널(downlink shared channel, DL-SCH)의 전송 포맷 및 자원 할당 정보, 상향링크 공유 채널(uplink shared channel, UL-SCH)의 전송 포맷 및 자원 할당 정보, 페이징 채널(paging channel, PCH) 상의 페이징 정보, DL-SCH 상의 시스템 정보, PDSCH 상에서 전송되는 랜덤 접속 응답과 같은 상위-계층 제어 메시지의 자원 할당 정보, 사용자 기기 그룹 내의 개별 사용자 기기들에 대한 Tx 파워 제어 명령 세트, Tx 파워 제어 명령, VoIP(Voice over IP)의 활성화 지시 정보 등을 나른다. 복수의 PDCCH 가 제어 영역 내에서 전송될 수 있다. 사용자 기기는 복수의 PDCCH 를 모니터링 할 수 있다. PDCCH 는 하나 또는 복수의 연속된 제어 채널 요소(control channel element, CCE)들의 집합(aggregation) 상에서 전송된다. CCE 는 PDCCH 에 무선 채널 상태에 기초한 코딩 레이트를 제공하는데 사용되는 논리적 할당 유닛이다. CCE 는 복수의 자원요소 그룹(resource element group, REG)에 대응한다. PDCCH 의 포맷 및 PDCCH 비트의 개수는 CCE 의 개수에 따라 결정된다. 기지국은 사용자 기기에게 전송될 DCI 에 따라 PDCCH 포맷을 결정하고, 제어 정보에 CRC(cyclic redundancy check)를 부가한다. CRC 는 PDCCH 의 소유자 또는 사용 목적에 따라 식별자(예, RNTI(radio network temporary identifier))로 마스킹 된다. 예를 들어, PDCCH 가 특정 사용자 기기를 위한 것일 경우, 해당 사용자 기기의 식별자(예, cell-RNTI (C-RNTI))가 CRC 에 마스킹 될 수 있다. PDCCH 가 페이징 메시지를 위한 것일 경우, 페이징 식별자(예, paging-RNTI (P-RNTI))가 CRC 에 마스킹 될 수 있다. PDCCH 가 시스템 정보(보다 구체적으로, 시스템 정보 블록(system information block, SIC))를 위한 것일 경우, SI-RNTI(system information RNTI)가 CRC 에 마스킹 될 수 있다. PDCCH 가 랜덤 접속 응답을 위한 것일 경우, RA-RNTI(random access-RNTI)가 CRC 에 마스킹 될 수 있다.
- [0052] 도 7 은 LTE 에서 사용되는 상향링크 서브프레임의 구조를 예시한다.
- [0053] 도 7 을 참조하면, 상향링크 서브프레임은 복수(예, 2 개)의 슬롯을 포함한다. 슬롯은 CP 길이에 따라 서로 다른 수의 SC-FDMA 심볼을 포함할 수 있다. 상향링크 서브프레임은 주파수 영역에서 데이터 영역과 제어 영역으로 구분된다. 데이터영역은 PUSCH 를 포함하고 음성등의 데이터 신호를 전송하는데 사용된다. 제어영역은 PUCCH 를 포함하고 상향링크 제어정보(Uplink Control Information, UCI)를 전송하는데 사용된다. PUCCH 는 주파수축에서 데이터 영역의 양끝 부분에 위치한 RB 쌍(RB pair)을 포함하며 슬롯을 경계로 호핑한다.
- [0054] PUCCH 는 다음의 제어 정보를 전송하는데 사용될 수 있다.
- [0055] - SR(Scheduling Request): 상향링크 UL-SCH 자원을 요청하는데 사용되는 정보이다. OOK(On-Off Keying) 방식을 이용하여 전송된다.
- [0056] - HARQ ACK/NACK:PDSCH 상의 하향링크 데이터 패킷에 대한 응답 신호이다. 하향링크 데이터 패킷이 성공적으로 수신되었는지 여부를 나타낸다. 단일 하향링크 코드워드에 대한 응답으로 ACK/NACK 1 비트가 전송되고, 두 개의 하향 링크 코드워드에 대한 응답으로 ACK/NACK 2 비트가 전송된다.
- [0057] - CSI(Channel State Information): 하향링크 채널에 대한 피드백 정보이다. CSI 는 CQI(Channel Quality Indicator)를 포함하고, MIMO(Multiple Input Multiple Output) 관련 피드백 정보는 RI(Rank Indicator), PMI(Precoding Matrix Indicator), PTI(Precoding 타입 Indicator) 등을 포함한다. 서브프레임 당 20 비트가 사용된다.
- [0058] 사용자 기기가 서브프레임에서 전송할 수 있는 제어 정보(UCI)의 양은 제어 정보 전송에 가용한 SC-FDMA 의 개수에 의존한다. 제어 정보 전송에 가용한 SC-FDMA 는 서브프레임에서 참조 신호 전송을 위한 SC-FDMA 심볼을 제

외하고 남은 SC-FDMA 심볼을 의미하고, SRS(Sounding Reference Signal)가 설정된 서브 프레임의 경우 서브프레임의 마지막 SC-FDMA 심볼도 제외된다. 참조 신호는 PUCCH 의 코히어런트 검출에 사용된다.

[0059] 이하에서는 전술한 내용을 바탕으로, 본 발명에서는 동일 자원 내 풀-듀플렉스(Full-duplex) 통신을 사용하는 시스템에 있어, 시간 비동기 환경을 고려한 자기 간섭 제거 방법 및 이를 위한 장치를 설명한다.

[0060] 도 8 은 본 발명에서의 풀-듀플렉스 무선(Full-Duplex Radio, FDR) 통신 시스템을 설명하기 위한 참고도이다. 도 8 을 참조하여, FDR 은 전송 장치(예, 단말, 기지국)에서 같은 자원을 이용하여 송수신을 동시에 수행하는 시스템을 의미한다. 여기서, 같은 자원이란 동일한 시간, 동일한 주파수를 가지는 무선 자원을 의미한다. 도 8 에서와 같이, FDR 을 지원하는 단말과 기지국이 존재할 수 있으며, 이러한 경우, FDR 을 지원함에 따라 Intra-device interference 와 Inter-device interference 로 크게 2 종류의 간섭이 존재할 수 있다. 먼저, Intra-device interference 는, 하나의 기지국 혹은 단말 내에서, 송신 안테나에서 송신되는 신호가 수신 안테나로 수신됨으로써 간섭으로 작용되는 경우를 의미하며, Inter-device interference 는, 기지국/단말 등에서 송신한 상향링크 신호가 인접하게 위치한 기지국/단말에게 수신되어 간섭으로 작용되는 경우를 나타낸다.

[0061] 이하에서는 설명의 편의를 위하여, Inter-device interference(이하, IDI)를 중심으로 설명한다.

[0062] 도 9 는 Inter-device interference 를 설명하기 위한 참고도이다. 도 9 를 참조하여 설명하면, IDI 는 하나의 셀(cell) 내에서 동일 무선 자원을 사용함으로 인해 FDR 에서만 발생하는 간섭으로, 도 9 는 기지국이 동일 자원 내 풀-듀플렉스(FD) 모드(즉, 동일 주파수를 이용한 동시 송수신 모드) 사용 시, 그리고 단말이 풀-듀플렉스(FD) 모드 또는 하프-듀플렉스(HD) 모드(즉, 기존 FDD, TDD 와 같은 half-duplex 모드)를 사용함에 의해 발생하는 IDI 에 대한 개념도를 나타낸다. 도 9 는 IDI 설명의 용이를 위해 2 UE 만을 나타내었으나, 본 발명은 2 이상의 UE 가 존재하는 경우에도 적용될 수 있음은 물론이다.

[0063] 기존 풀-듀플렉스(Full-duplex, FD)를 사용하는 통신시스템에서는 FDD (frequency division duplex) 또는 TDD (time division duplex)를 사용하여 신호를 송수신, 즉 송수신 자원을 달리하여 신호를 송수신하므로 IDI 가 발생하지 않았다. 또한, 기존 통신 시스템 상의 인접 셀의 간섭은 FDR 시스템에서도 여전히 유효하긴 하나, 이는 본 발명에서는 설명의 편의를 위하여 언급하지 않는다.

[0064] 도 10 은 FDR 시스템에서 단말의 다중 접속을 설명하기 위한 참고도이다. 도 10 을 참조하여 설명하면, FDR 시스템에서는 동일 자원을 사용하는 풀-듀플렉스(full-duplex) 방식뿐만 아니라, 동일 자원을 사용하지 않는 풀-듀플렉스(full-duplex) 방식도 존재할 수 있다. 도 10 에서는 기지국이 동일 자원 상에서 풀-듀플렉스(FD) 모드로 동작하고, 다수의 단말들이 다중 접속을 수행하는 경우, FDMA 와 TDMA 동작의 예시를 나타낸다.

[0065] 또한, 본 발명에서는 동일 자원 상에서의 풀-듀플렉스(full-duplex) 통신을 사용하는 TDD(Time division duplex) 시스템에 있어서, 비동기 기기 간 간섭 측정을 위한 프레임 설정(frame configuration), 기기간 구별 신호 전송 및 청취 시도 설정이 수행됨을 가정한다. 이러한 가정하에, 각 셀 내에서 단말 별로 설정(configuration)을 달리 할당 받는 방법인 UE-특정 설정(UE-specific configuration)을 통하여 셀 내에서 동시 송수신이 가능하도록 한다.

[0066] 즉, 본 발명에서는 기기간의 IDI 를 측정하여, 측정된 IDI 를 줄이거나 없애기 위해, 각 단말 또는 각 단말 그룹에 대해 고유한 서명(signature)이 부여될 수 있다. 이 때, 단말간 구별될 수 있는 간섭 측정을 위한 신호를 서명(signature) 신호라고 정의한다.

[0067] 따라서, 단말은 수신된 서명 신호(signature)를 통하여, IDI 를 유발시키는 단말에 대한 신호 강도(strength), 단말 또는 서명(signature) 인덱스, 위상(phase) 등과 같은 채널 벡터(channel vector), 타이밍 정보(timing information) 등을 알 수 있다. 나아가, 서명(Signature) 신호는 단말 또는 단말 그룹을 구별할 수 있는, 예를 들어, 코드 시퀀스(code sequence) 또는 펀처링(puncturing) 패턴 등 어떤 형태든지 가능하다. 즉, 코드 시퀀스(Code sequence)를 이용하여 단말/단말 그룹의 고유 스크램블 또는 인터리빙이 적용될 수 있으며, 수신 단말에서 간섭 측정을 용이하기 위해 서명(signature) 신호는 배타적으로 하나의 단말/단말 그룹에서만 전송될 수도 있다. 이 때, 배타적인 단위는 최소 OFDM 심볼이 될 수 도 있다.

[0068] 또한, 본 발명에서는 FDR 시스템에서 IDI 발생 단말들의 스케줄링을 위한 단말 그룹 분류(그룹핑) 방법과 그룹핑을 위한 IDI 측정 및 보고 기법이 적용될 수 있음을 가정한다. 즉, 각 단말이 측정한 IDI 크기의 순서만을 이용하여 단말 그룹이 분류될 수 도 있고, 동일 자원을 공유하는 단말의 개수가 아닌 각 단말의 IDI 제거/완화 능력을 고려한 방식의 IDI 크기 기반 단말 그룹 분류 기법이 적용될 수 도 있다.

- [0069] 도 10 은 동일 자원 상에서 풀-듀플렉스(FD) 동작을 하는 그룹이 총 2 개로 구분될 수 있다. 하나의 그룹은 UE1, UE2 를 포함하는 그룹이며, 다른 하나의 그룹은 UE3, UE4 를 포함하는 그룹이다. 즉, 각각의 그룹 내에서 IDI 가 발생하게 되므로, IDI 가 적게 발생하는 UE 들을 그룹으로 형성할 수 있다.
- [0070] 예를 들어, UE2 로 인해 발생하는 간섭은 UE1 에 비해 UE4 에 더 큰 영향을 미치므로, 도 10 과 같은 형태의 UE1, UE2 로 그룹이 구성될 수 있다. 또한, UE2 로 인한 IDI 가 너무 커서 UE1 에 악영향을 끼친다면, UE2 와 UE1 은 반드시 동일 자원을 사용하지 않을 수 도 있다. 예를 들어 FDMA(Frequency Division Multiple Access) 인 경우, UE3, UE4 그룹이 동일한 하나의 주파수를, UE1 과 UE2 는 각각 서로 다른 주파수, 즉, 총 3 개의 주파수 밴드가 할당될 수 있다. 이로 인해, 자원 소비는 증가하게 되지만 전체적인 성능, 예를 들어 처리율(throughput) 면에서는 오히려 더 효율적인 전송이 가능하게 된다.
- [0071] 따라서, 동일 자원 내 풀-듀플렉스(FD) 동작을 수행하는 그룹에 어떠한 단말을 포함시킬지 여부를 정의할 필요가 있으며, 이에 대하여, 기존에는 광대역(wideband) 사용을 전제로 IDI 크기 또는 IDI 채널만을 고려하여 자원 할당이 이루어졌다. 그러나, 각 단말은 서브밴드(sub-band)단위로 자원 할당될 수 있으며, 서브밴드(sub-band) 자원 할당 시에는 IDI 뿐만 아니라 기지국과 단말 사이의 채널을 고려하여 자원 할당이 이루어질 필요가 있다.
- [0072] 본 발명이 적용되는 기술 분야와 유사하게, 셀(cell)간 간섭을 측정하거나, 간섭에 따라 셀을 선택하는 기술은 CoMP(Coordinated Multi-Point) 시스템상에서 적용되었으나, 이는 본 발명에 비하여 셀 간 경계에 위치한 단말이 주변셀들의 간섭을 측정하여 기지국을 결정한다는 차이점이 있다. 또한, CoMP 통신에서의 간섭은 한 단말에게 미치는 여러 셀의 신호를 의미하며, CoMP 시스템에서 단말은 단말간 자원을 공유하지 않으므로 주변 단말에 대한 IDI 를 고려하지 않는 차이점이 존재한다.
- [0073] 즉, 상술한 바와 같이 풀-듀플렉스 통신(full-duplex communications)은 하나의 단말이 시간과 주파수 자원을 공유하여 동시에 송신과 수신을 수행하는 기술이므로, 풀-듀플렉스 통신은 시간 또는 주파수를 분할하여 송신과 수신을 수행하는 기존의 하프-듀플렉스 통신(half-duplex communications) 과 비교하여 시스템의 캐패시티(capacity)를 2 배로 향상시킬 수 있는 장점이 있다. 그러나, 시간과 주파수를 공유하여 동시에 송신과 수신이 수행될 경우, 특정 노드의 송신 신호가 그 특정 노드의 수신 신호에 대해 강한 자기 간섭(self-interference)으로 작용할 수 있는 문제점이 발생할 수 있다. 다시 말하면, 자기 간섭 신호는 디자이어드(desired) 신호에 비교하여 매우 크기 때문에 SINR(signal to interference-plus-noise ratio) 하락의 원인이 된다.
- [0074] 이러한 자기 간섭 문제를 해결하기 위한 기존 방안으로, 크게 수동적 제거(passive cancellation), 아날로그 제거(analogue cancellation), 혹은 디지털 제거(digital cancellation) 방식 등이 적용될 수 있다. 예를 들어, 동일한 안테나를 사용하여 동시에 송신과 수신을 수행하는 3-포트(port) 소자인 서클레이터(circulator)를 사용하여 입력과 출력을 분리함으로써 수동적 제거를 수행하며, 그 이후에는 정보를 송신하기 전에 파일렛과 추정된 채널 정보를 이용하여 자기 간섭을 최소화 하는 신호를 생성함으로써 간섭 제거를 수행할 수 있다. 이러한 과정을 ADC(analog-to-digital) 소자를 통과하기 전에 회로로 구현하면 아날로그 제거이며, 같은 과정을 ADC 소자를 통과한 후 신호 처리를 통해 구현하면 디지털 제거이다. 예를 들어, 이러한 간섭 제거 과정을 통하여 WiFi 환경에서 평균 95dB 의 자기 간섭 제거가 될 수 도 있다.
- [0075] 또한, 기존 방안에 따르면, 송신 안테나와 수신 안테나를 분리하여 사용하는 경우, 안테나 사이에 장애물을 설치하고 안테나들을 수직적으로 배치하는 수동적 제거를 시도할 수 있으며, 주파수 도메인에서 파일렛을 이용한 아날로그 및 디지털 제거를 수행하였다. 이러한 방법을 이용하여 WiFi 환경에서 평균 85dB 의 자기 간섭 제거를 구현할 수 도 있다.
- [0076] 그러나, 상술한 기존 방안에서 언급된 자기 간섭 제거 기법들은 송신기와 수신기의 시간 동기가 정확히 맞는 환경을 고려하였다. 송신 신호와 수신 신호의 동기가 정확히 맞기 때문에, 수신기 측에서 시간 동기를 맞추기 위해 기존의 하프-듀플렉스 통신에서 사용되는 기법을 이용하여 동기를 맞추면 문제 없이 자기 간섭 신호를 제거할 수 있었다.
- [0077] 그러나, 본 발명이 실시되는 풀-듀플렉스 통신을 이용하여 두 노드가 통신할 때, 양 쪽 모두에서 시간 동기를 정확히 맞추기는 불가능하다. 만약 한 쪽 노드에서 송신 신호와 수신 신호의 동기가 정확하게 맞는다면, 다른 한 쪽 노드에서는 전파 지연의 2 배에 해당하는 비동기 상황을 겪을 수 밖에 없다. 즉, 시간 동기가 하프-듀플렉스 통신 시스템에서 수신 신호에만 영향을 주는 것과는 달리 풀-듀플렉스 통신 시스템에서는 수신 신호뿐만 아니라 송신 신호에도 영향을 주기 때문에 시간 비동기 상황은 자기 간섭 제거에 큰 영향을 줄 수 있다. 또한, WiFi 환경에서 송신 신호와 수신 신호의 시간 동기를 고려하지 않았을 때의 채널 추정 및 자기 간섭 제거 성능

과 관련하여, 송신 신호는 수신 신호에 비해 전력이 매우 크기 때문에 작은 채널 추정 오류가 발생하더라도 수신 SINR 에 심각한 영향을 끼친다. 따라서 시간 비동기 환경에서의 성능 열화를 완화시킬 수 있는 기법의 필요성이 인식되었다.

[0078] 상술한 문제점을 해결하기 위한 본 발명을 설명하기에 앞서, 폴-듀플렉스 통신과 하프-듀플렉스 통신으로 동작하고 있는 시스템의 동작을 설명한다.

[0079] OFDM 기법을 적용하고 있는 환경에서 수신 신호를 검출하기 위해서 수신 신호의 시작 시간에 맞춰 FFT(Fast Fourier Transform) 입력값을 샘플링 한다. 하프-듀플렉스 통신에서는 이 샘플링을 기준으로 수신 신호를 검출한다. 수신 신호(예를 들어, PSS/SSS)의 시간 동기를 측정하기 위한 프리앰블 $s_d(n)$ 가 존재할 때, 이하 수학적 식 1 과 같이 시간 동기($\hat{\theta}$)를 측정하게 된다.

수학적 식 1

$$\hat{\theta} = \arg \max_k (|Q_d(k)|)$$

[0080]

$$Q_d(k) = \sum_{n=0}^{N-1} s_d^*(n) R(n+k)$$

[0081]

여기서, 이다.

[0082] 즉, $Q_d(k)$ 는 유효 수신 신호의 동기를 측정하기 위한 파일럿(pilot) 신호인 $s_d(n)$ (여기서, $0 \leq n \leq N-1$, N : 총 부반송파(Subcarrier) 개수)와 동기 측정의 대상이 되는 신호(즉, 수학적 식 1 에서 수신 신호)인 $R(n)$ 을 k 만큼 천이(shift) 시킨 신호(즉, $R(n+k)$)과의 상호 상관(Cross-correlation)을 나타내며, 추정 시간 동기 시작점인 $\hat{\theta}$ 는 $Q_d(k)$ 가 최대화되는 시간 동기를 나타낸다.

[0083] 따라서, 하프-듀플렉스 통신에서는 수학적 식 1 을 이용하여 신호 검출 과정만 거치지만, 폴-듀플렉스 통신에서는 송신 신호에 대한 정보를 가지고 자기 간섭 제거를 한 후 수신 신호를 검출한다.

[0084] 상술한 바와 같이 기존 방안은 노드 간 시간 동기가 정확한 경우를 가정하였다. 이 경우에는 송신 신호와 수신 신호의 시작점이 같기 때문에 수신 신호에 시간 동기를 맞춰 샘플링을 하게 되면 저절로 송신 신호의 시간 동기가 일치하게 되며, 성공적인 자기 간섭 제거를 수행할 수 있다.

[0085] 하지만, 시간 비동기 환경에서는 수신 신호에 시간 동기를 맞출 경우 송신 신호의 시간 동기가 맞지 않게 되어 송신 신호 간 간섭이 발생하게 된다. 송신 신호의 전력은 수신 신호의 전력 보다 수십 배 크기 때문에, 송신 신호 간 간섭이 일어나서 자기 간섭 제거 성능이 열화될 경우, 수신 신호에 대한 SINR이 심각하게 하락하는 문제가 발생한다. 또한, 시간 동기는 자기 간섭 제거가 수행되기 이전에 측정되어야 하기 때문에, 송신 신호와 수신 신호가 공존하는 상태에서 수신 신호의 시간 동기 측정을 위한 프리앰블을 검출해내기는 현실적으로 불가능하다.

[0086] 예를 들어, 두 노드가 동시에 신호를 전송하였다고 가정할 때, 한 쪽 노드를 기준으로 나타낸 송신 신호와 수신 신호는 도 11 과 같다. 이 때, 송신 노드와 수신 노드의 시간 동기 차이는 두 노드 간 발생하는 전파 지연의 크기와 같다고 가정한다.

[0087] 만약, 전파 지연이 샘플링 시간보다 크다면, 시간 동기를 정확하게 측정하였다고 가정하더라도, 종래 기술대로 수신 신호를 기준으로 시간 동기를 측정하여 샘플링을 수행했을 때 송신 신호에서는 신호 간 간섭이 발생하게 된다. 즉, τ 만큼의 시간 비동기 상황이 발생했을 때, 수신 신호의 시간 동기를 기준으로 샘플링을 한 후 자기 간섭 제거 기법을 적용한 뒤의 신호는 주파수 도메인에서 이하 수학적 식 2 와 같이 나타낼 수 있다. 여기서, 자기 간섭 제거를 위하여 시간 비동기 정보를 포함한 채널 계수를 정확히 알고 있다고 가정한다.

수학식 2

$$Y_{m,l}^D = \begin{cases} H_l^D X_{m,l}^D + I_1 & \text{if } -NT \leq \tau \leq 0 \\ H_l^D X_{m,l}^D & \text{if } 0 < \tau \leq N_{cp}T \\ H_l^D X_{m,l}^D + I_2 & \text{if } N_{cp}T < \tau \leq NT \end{cases}$$

[0088]

[0089]

수학식 2 에서 $X_{m,l}$ 은 자기 간섭 신호, $Y_{m,l}$ 은 자기 간섭 제거된 신호를 나타낸다. 또한, m 은 OFDM 심볼 인덱스, l 은 부반송파 인덱스이고, T 는 OFDM 신호의 샘플링 시간/간격, N 은 총 부반송파(subcarrier)의 개수, N_{cp} 는 순환 전치(cyclic prefix)의 길이를 나타낸다. 또한, H_l^D 는 유효 수신 채널의 l 번째 부반송파 채널 계수이며, $X_{m,l}^D$ 는 l 번째 부반송파를 통해 전달되는 m 번째 OFDM 심볼의 유효 수신 신호(주파수 도메인 기반)이다. 또한, I_1 과 I_2 는 각 상황에 따라 (상쇄되지 않은) 잔여 자기 간섭이며, 수학식 3 및 수학식 4 와 같이 나타낼 수 있다.

수학식 3

$$I_1 = -\frac{\left\lfloor \frac{\tau}{T} \right\rfloor}{N} H_l^{SI} X_{m,l}^{SI} e^{-j2\pi \frac{l\tau}{NT}} + \frac{\left\lfloor \frac{\tau}{T} \right\rfloor}{N} H_l^{SI} X_{m+1,l}^{SI} e^{-j2\pi \frac{l}{N} \left(\frac{\tau}{T} + N_{cp} \right)} + \frac{1}{N} \sum_{k \neq l} \Psi_k \left(H_k^{SI} X_{m,k}^{SI} e^{-j2\pi \frac{k\tau}{NT}} \right) - \frac{1}{N} \sum_{k \neq l} \Psi_k \left(H_k^{SI} X_{m+1,k}^{SI} e^{-j2\pi \frac{k}{N} \left(\frac{\tau}{T} + N_{cp} \right)} \right)$$

[0090]

수학식 4

$$I_2 = -\frac{\left\lfloor \frac{\tau}{T} \right\rfloor - N_{cp}}{N} H_l^{SI} X_{m,l}^{SI} e^{-j2\pi \frac{l\tau}{NT}} + \frac{\left\lfloor \frac{\tau}{T} \right\rfloor - N_{cp}}{N} H_l^{SI} X_{m-1,l}^{SI} e^{-j2\pi \frac{l}{N} \left(\frac{\tau}{T} - N_{cp} \right)} - \frac{1}{N} \sum_{k \neq l} \Psi'_k \left(H_k^{SI} X_{m,k}^{SI} e^{-j2\pi \frac{k\tau}{NT}} \right) + \frac{1}{N} \sum_{k \neq l} \Psi'_k \left(H_k^{SI} X_{m-1,k}^{SI} e^{-j2\pi \frac{k}{N} \left(\frac{\tau}{T} - N_{cp} \right)} \right)$$

[0091]

$$\Psi_k = \left(\frac{1 - e^{-j2\pi \frac{k-l}{N} \left(\left\lfloor \frac{\tau}{T} \right\rfloor \right)}}{1 - e^{-j2\pi \frac{k-l}{N}}} \right) \quad \Psi'_k = \left(\frac{1 - e^{-j2\pi \frac{k-l}{N} \left(\left\lfloor \frac{\tau}{T} \right\rfloor + N_{cp} \right)}}{1 - e^{-j2\pi \frac{k-l}{N}}} \right)$$

[0092]

수학식 4 및 수학식 5 에서, 이고 이다. 또한, 수학식 4 및 수학식 5에서, H_l^{SI} 는 자기 간섭 채널의 l 번째 부반송파 채널 계수이며, $X_{m,l}^{SI}$ 는 l 번째 부반송파를 통해 전달되는 m 번째 OFDM 심볼의 자기 간섭 신호(주파수 도메인 기반)이다.

[0093]

따라서, 자기 간섭 신호와 유효 수신 신호 사이의 시간 비동기(즉, τ) 가 음수인 경우에는 송신 신호가 수신 신호보다 먼저 수신되는 경우이고, 두 노드가 동시에 송신을 시작했다고 가정한다면 일반적으로 τ 가 음수이다. 하지만 수학식 2 에서 확인할 수 있듯이, τ 가 음수인 경우 잔여 자기 간섭이 존재하는 것을 확인할 수 있다.

[0094]

전술한 내용을 바탕으로, 이하 본 발명에서는 송신 신호와 수신 신호의 시작 시간이 서로 다른 시간 비동기 환경에서도 자기 간섭 제거를 수행하는 방법에 대하여 제안한다.

[0095]

이하에서는 설명의 편의를 위하여, 송신 신호와 수신 신호의 채널을 추정할 수 있다고 가정하며, 시간 비동기 환경에서의 간섭 제거를 중심으로 설명한다. 즉, 종래 기술의 문제점을 해결하기 위해, 본 발명에서는 우선 송신 노드와 수신 노드 사이의 전파 지연에 대한 정보와 OFDM 신호의 특성을 이용하여, 수신 신호가 아닌 송신 신호를 기준으로 시간 동기를 측정하는 것을 제안하고자 한다.

[0096]

보다 자세히는 먼저 송신 신호를 기준으로 시간 동기를 측정하여 샘플링을 한 후, 송신 노드에서 갖고 있는 송신 신호 정보와 채널 정보를 이용하여 자기 간섭을 제거한다. 이 후, 자기 간섭이 제거된 샘플링을 이용하여 수

신 신호를 검출한다.

[0097] 송신 신호의 시간 동기를 측정하기 위한 프리앰블 $s_{SI}(n)$ 가 존재할 때, 송신 신호를 기준으로 시간 동기를 측정하는 과정은 수학적식 5 와 같이 표현할 수 있다.

수학적식 5

$$\hat{\theta} = \arg \max_k (|Q_{SI}(k)|)$$

[0098]

$$Q_{SI}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} s_{SI}^*(n) R(n+k)$$

[0099]

여기서, 이다.

[0100]

수학적식 5 에서 수학적식 1 에서 설명한 내용과 동일한 내용은 상술한 내용으로 대체한다. 수학적식 5 에서 나타나듯이, 본 발명에 따른 시간 동기 $\hat{\theta}$ 는, 본 발명에 따라 자기 간섭 신호의 동기를 측정하기 위한 파일럿(pilot) 신호인 $s_{SI}(n)$ (여기서, $0 \leq n \leq N-1$, N 은 총 부반송파(Subcarrier) 개수)와 동기 측정의 대상이 되는 신호(즉, 수학적식 5 에서 송신 신호)인 $R(n)$ 을 k 만큼 천이(shift) 시킨 신호(즉, $R(n+k)$)과의 상호 상관(Cross-correlation)이 최대화되는 값으로 결정된다.

[0101]

송신 신호를 기준으로 시간 동기를 측정할 경우, 상술한 문제점 중에 시간 동기를 측정하기 위한 프리앰블을 검출하기가 힘들다는 점이 방지될 수 있다. 또한, 송신 신호를 기준으로 신호를 검출할 경우, 도 12 와 같이 비교적 큰 전파 지연을 겪는 수신 신호 기준에서는 시간 동기가 정확한 기준 보다 음의 방향으로 측정된다. 하지만 OFDM 신호는 순환 전치(CP)를 가지고 있기 때문에 전파 지연이 순환 전치(CP)의 길이를 벗어나지 않는다면 문제 없이 수신 신호를 검출해 낼 수 있다. 수신 신호가 순환 전치(CP) 길이 이내의 전파 지연을 겪을 때, 수신 신호의 채널 추정 과정에서 시간 동기 오차에 대한 영향이 제거되기 때문이다.

[0102]

예를 들어, τ 만큼의 시간 비동기 상황이 발생했을 때, 본 발명에 따라 자기 간섭 상쇄 기법을 적용한 이후의 신호는 주파수 도메인에서 이하 수학적식 6 과 같이 나타낼 수 있다.

수학적식 6

$$Y_{m,l}^D = \begin{cases} D_1 & \text{if } -NT \leq \tau \leq -N_{cp}T \\ H_l^D X_{m,l}^D e^{-j2\pi \frac{l\tau}{NT}} & \text{if } N_{cp}T < \tau \leq 0 \\ D_2 & \text{if } 0 < \tau \leq NT \end{cases}$$

[0103]

[0104]

수학적식 6 에서 D_1 과 D_2 는 송신 신호와 수신 신호의 동기 시작점의 차이로 인한 수신 신호의 왜곡을 고려한 수신 신호이며, 각각 수학적식 7 및 수학적식 8 과 같이 나타낼 수 있다.

수학적식 7

$$D_1 = \frac{N - \left\lfloor \frac{|d|}{T} \right\rfloor + N_{cp}}{N} H_l^D X_{m,l}^D e^{j2\pi \frac{l\tau}{NT}} + \frac{\left\lfloor \frac{|d|}{T} \right\rfloor - N_{cp}}{N} H_l^D X_{m-1,l}^D e^{j2\pi \frac{l}{N} \left(\frac{\tau}{T} + N_{cp} \right)} - \frac{1}{N} \sum_{k \neq l} \psi_k^* \left(H_k^D X_{m,k}^D e^{j2\pi \frac{k\tau}{NT}} \right) + \frac{1}{N} \sum_{k \neq l} \psi_k^* \left(H_{l-k}^D X_{m-1,k}^D e^{j2\pi \frac{k}{N} \left(\frac{\tau}{T} + N_{cp} \right)} \right)$$

[0105]

수학식 8

$$D_2 = \frac{N - \left\lfloor \frac{\tau}{T} \right\rfloor}{N} H_1^D X_{m,l}^D e^{j2\pi \frac{\tau}{NT}} + \frac{\left\lfloor \frac{\tau}{T} \right\rfloor}{N} H_1^D X_{m+1,l}^D e^{j2\pi \frac{l}{N} \left(\frac{\tau}{T} - N_{cp} \right)} - \frac{1}{N} \sum_{k \neq l} \Psi_k^m \left(H_k^D X_{m,k}^D e^{j2\pi \frac{k}{N} \frac{\tau}{T}} \right) + \frac{1}{N} \sum_{k \neq l} \Psi_k^m \left(H_k^D X_{m+1,k}^D e^{j2\pi \frac{k}{N} \left(\frac{\tau}{T} - N_{cp} \right)} \right)$$

$$\Psi_k^m = \frac{1 - e^{j2\pi \frac{k-l}{N} (\left\lfloor \frac{\tau}{T} \right\rfloor - N_{cp})}}{1 - e^{j2\pi \frac{k-l}{N}}} \quad \text{이고} \quad \Psi_k^m = \frac{1 - e^{-j2\pi \frac{k-l}{N} \left\lfloor \frac{\tau}{T} \right\rfloor}}{1 - e^{j2\pi \frac{k-l}{N}}} \quad \text{이다.}$$

본 발명의 일 실시예로 3GPP LTE 시스템에서 송신 신호의 시간 동기를 측정하기 위해 사용자 기기는 상향링크 참조 신호(uplink reference signal)인 SRS(sounding reference signal) 및 PUCCH RS(Physical Uplink Control Channel Reference Signal)를 활용할 수 있다. 이러한 상향링크 참조 신호는, 전 대역에 걸쳐 사용자 기기가 알고 있는 정보를 전송하기 때문에 송신 참조 신호(RS)와 관련하여 송신 신호의 시간 동기를 정확하게 측정할 수 있다. 또한, 기지국은 PSS(primary synchronization signal) 및 SSS(secondary synchronization signal)를 이용할 수도 있다.

상술한 기법을 적용하면 두 노드가 동시에 송신을 시작하는 환경에서 폴-듀플렉스 통신을 사용하는 경우에 자기 간섭 제거 및 수신 신호 검출을 성공적으로 수행할 수 있다. 하지만, 도 13 과 같이 수신 신호가 송신 신호보다 먼저 수신되는 경우에는 자기 간섭 제거에는 문제가 없지만 수신 신호 간 간섭이 발생하여 신호 검출에 문제가 발생한다.

이러한 시간 비동기 현상은 WiFi 환경이나 타이밍 어드밴스(timing advance)를 적용한 3GPP LTE 환경에서 빈번하게 발생한다. 수신 신호가 송신 신호보다 먼저 수신 되는 환경에서는 시간 동기의 시작점이 송신 신호의 순환 전치(CP) 내에 존재할 경우 종래 기술인 수신 신호를 기준으로 시간 동기를 맞출 때 송신 신호 간 간섭이 방지된다. 즉, 종래 기술이나 상술한 본 방법을 사용할 경우, 송신 신호가 수신 신호보다 먼저 송신되거나 나중에 송신되는 두 경우 중 한 경우에서만 성공적인 자기 간섭 제거 및 신호 검출이 수행되고, 나머지 경우에는 수신 신호 또는 송신 신호 간 간섭이 발생한다.

즉, 기존 방안 및 상술한 본 방안에서는 송신 신호 또는 수신 신호 중 한 신호를 기준으로 시간 동기를 측정하였다. 하지만, 상기 언급한대로 두 방법은 다양한 형태의 시간 비동기 상황에 대처할 수 없기 때문에, 한 신호만을 기준으로 시간 동기를 측정할 경우 자기 간섭 제거 및 신호 검출 성능 열화가 발생할 수 있다. 이러한 문제를 해결하기 위해 추가적으로 본 발명에서는 송신 신호와 수신 신호를 위한 시간 동기를 각각 측정하는 기법을 제안하고자 한다.

우선 자기 간섭 제거를 위해 송신 신호를 기준으로 수학식 5 와 같이 송신 신호를 기준으로 시간 동기를 측정한다. 측정된 시간 동기를 기준으로 노드가 알고 있는 송신 정보와 채널 정보를 이용하여 자기 간섭 제거 기법을 적용한다. 시간 도메인 자기 간섭 제거 기법이 아닌 주파수 도메인 자기 간섭 제거 기법을 적용한 경우에는 자기 간섭이 제거된 신호들이 주파수 도메인 신호들이기 때문에, 수신 신호의 시간 동기를 다시 측정하기 위해 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform) 연산을 통해 시간 도메인 신호로 변환한다.

자기 간섭 제거 기법이 적용된 신호에서는 수신 신호의 시간 동기 측정을 위한 프리앰블의 검출이 가능하기 때문에, 이를 기준으로 주파수 도메인 자기 간섭 제거 기법이 적용된 신호를 대상으로 수학식 1 과 같이 수신 신호의 시간 동기를 (재)측정한다. 측정된 수신 신호의 시간 동기를 기준으로 FFT 입력값을 다시 샘플링하여 수신 신호를 검출한다. 이렇게, 주파수 도메인 간섭 제거 기법을 적용할 경우 간섭 제거 이후의 신호를 다시 시간 도메인으로 변환하기 위해서는 추가적인 연산이 필요하지만, 송신 신호 또는 수신 신호 간 간섭을 방지함으로써 폴-듀플렉스 통신 시스템의 시간 비동기 환경에 따른 성능 열화를 방지할 수 있다. 반면 시간 도메인 간섭 제거 기법이 적용된 경우, 시간 동기를 한 번 더 잡는 데에 필요한 복잡도만 추가된 채로 송신 신호 또는 수신 신호 간 간섭을 방지할 수 있다.

도 14 는 종래 기법과 본 발명에서 제안하는 방법의 BER(bit error rate) 성능을 시간 비동기 정도에 따라 시뮬레이션한 결과를 나타낸다. SIR 과 SNR 은 각각 40dB, 10dB 로 가정하였고, QPSK 변조 기법을 이용하였다. 채널은 AWGN(Additive white Gaussian noise) 채널이라고 가정하였다. 여기서, 시간 비동기 정도가 음수인 것은 송

신 신호가 수신 신호보다 먼저 수신된 경우이다.

- [0115] 도 14 를 참조하면, 기존 방법이 적용된 경우 시간 동기의 시작점이 자기 간섭 신호의 순환 전치(CP) 내에 있을 경우에는 자기 간섭 제거 및 신호 검출에 문제가 없음을 알 수 있다. 하지만 상기 언급했듯이 송신 신호가 수신 신호보다 먼저 들어올 경우에 송신 신호 간 간섭이 발생하여 자기 간섭 제거 성능이 감소하는 것을 확인할 수 있다. 또한, 자기 간섭 신호에 시간 동기를 맞추는 기법과 비교했을 때, 같은 양의 신호 간 간섭이 발생하였을 때 BER 성능이 더 급격하게 열화 되는 것을 확인할 수 있다. 이는 자기 간섭 신호의 전력이 수신 신호에 비해 매우 크기 때문이다. 반면, 송신 신호와 수신 신호 각각을 위해 시간 동기를 두 번 측정하는 경우에는 시간 비 동기 정도에 상관 없이 일정한 BER 성능을 보였다.
- [0116] 이하에서는 본 발명에서 제안하는 시간 비동기 환경을 고려한 자기 간섭 제거 기법의 동작을 보다 구체적으로 설명한다. 구체적으로, 도 15 에서는 시간 비동기 환경을 고려하여 송신 신호를 기준으로 시간 동기를 측정하는 방법을 나타낸다. 또한, 도 16 에서는 시간 비동기 환경을 고려하여 송신 신호와 수신 신호를 위한 시간 동기를 각각 측정하는 방법을 나타낸다.
- [0117] 도 15 를 참조하여, 송신 신호에 시간 동기를 맞추는 방법을 설명하면, 송신 신호의 시간 동기를 위한 프리앰블을 이용하여 송신 신호의 시간 동기를 측정한다(S1501). 이는 상술한 수학식 5 에서 나타낸 바와 같이, 자기 간섭 신호의 동기를 측정하기 위한 파일럿 신호와 송신 신호의 상호 상관이 최대가 되는 시간 동기를 추정한다.
- [0118] 측정된 시간 동기를 기준으로 네트워크 노드는 샘플링된 신호를 이용하여 자기 간섭 제거 기법을 적용 한다(S1503). 이러한 간섭 제거는 기존 방안에 따른 수동적 제거, 아날로그 제거 혹은 디지털 제거가 적용될 수 도 있다.
- [0119] 간섭 제거 기법을 적용하여 획득한 채널 정보 바탕으로 수신 신호를 검출한다(S1505).
- [0120] 또한, 송신 신호와 수신 신호를 시간 동기를 각각 측정하여 수신 신호를 검출할 수 도 있으며, 이는 도 16 을 참조하여 설명한다.
- [0121] 송신 신호의 시간 동기를 위한 프리앰블을 이용하여 송신 신호의 시간 동기를 측정한다(S1601). 또한, 측정된 시간 동기를 기준으로 샘플링 된 신호를 이용하여 자기 간섭 제거 기법을 적용한다(S1603). 이에 대한 자세한 설명은 상술한 도 15 의 설명으로 대체한다.
- [0122] S1603 단계를 통하여 간섭 제거 이후의 신호가 시간 도메인 신호인지 주파수 도메인인지 여부를 판단한다(S1605).
- [0123] 이때, S1605 의 판단 대상인 간섭 제거 이후의 신호가 주파수 도메인 신호인 경우에는 이를 IFFT 연산을 통하여 시간 도메인 신호로 변환한다(S1607).
- [0124] 그러나, S1605 의 판단 대상인 간섭 제거 이후의 신호가 시간 도메인 신호인 경우에는 수신 신호의 프리앰블을 이용하여 수신 신호의 시간 동기를 추정한다(S1609). 나아가, 간섭 제거 기법을 적용하여 획득한 채널 정보 바탕으로 수신 신호를 검출한다(S1611).
- [0125] 상술한 본 발명의 방안을 통하여, 시간 비동기 환경에서 폴-듀플렉스 통신 시스템을 적용할 때 발생하는 문제점을 해결하고자 "시간 비동기 환경을 고려한 자기 간섭 제거 기법" 을 제안하였다. 즉, 본 발명에 따라, 송신 신호에 시간 동기를 맞추는 기법을 이용한다면 두 노드가 동시에 신호를 전송하는 환경에서 전파 지연과 OFDM 신호의 특성을 이용하여 자기 간섭 제거 및 수신 신호 검출을 성공적으로 수행할 수 있다. 또한, 두 노드의 동기가 맞춰져 있지 않아 시간 비동기 정도가 다양하게 발생할 경우에는 송신 신호와 수신 신호를 위한 시간 동기를 각각 측정하는 기법을 이용하여 자기 간섭 제거 및 수신 신호 검출을 성공적으로 수행할 수 도 있다.
- [0126] 나아가, 상술한 본 발명에서 3GPP LTE 시스템에서의 프레임 구조를 예로 들어 설명하였다. 하지만 WiFi 와 같이 OFDM 기술을 이용하는 시간 비동기 환경이 발생 가능한 다른 통신 시스템에서도 폴-듀플렉스 통신 방식을 이용할 경우에도 적용 가능하다. 예를 들어 IEEE 802.11n 환경에서 폴-듀플렉스 통신 방식을 이용할 경우, 프레임 포맷에 정의되어 있는 프리앰블을 이용하여 송신 신호의 시간 동기를 측정할 수 있다.
- [0127] 도 17 은 본 발명의 일 실시예에 적용될 수 있는 기지국 및 단말을 예시한다.
- [0128] 무선 통신 시스템에 릴레이가 포함되는 경우, 백홀 링크에서 통신은 기지국과 릴레이 사이에 이뤄지고 액세스 링크에서 통신은 릴레이와 단말 사이에 이뤄진다. 따라서, 도면에 예시된 기지국 또는 단말은 상황에 맞춰 릴레이로 대체될 수 있다.

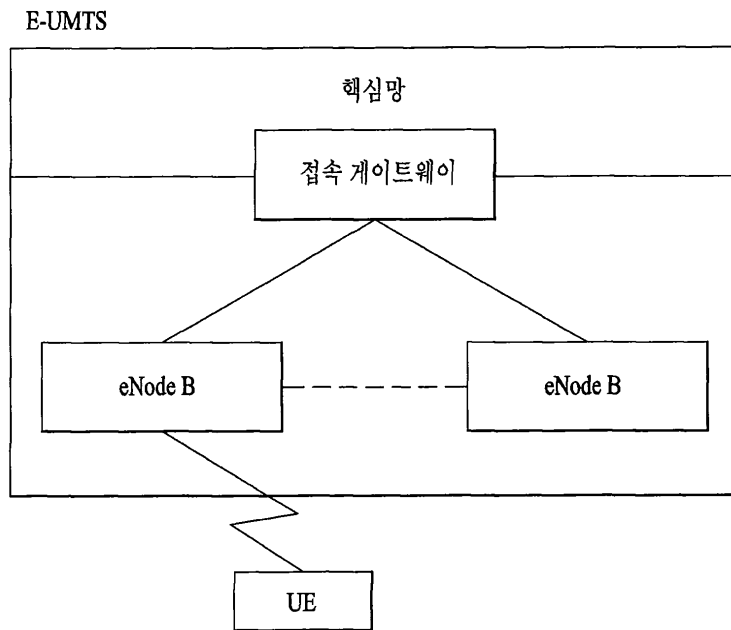
- [0129] 도 17 을 참조하면, 무선 통신 시스템은 기지국(BS, 110) 및 단말(UE, 120)을 포함한다. 기지국(110)은 프로세서(112), 메모리(114) 및 무선 주파수(Radio Frequency, RF) 유닛(116)을 포함한다. 프로세서(112)는 본 발명에서 제안한 절차 및/또는 방법들을 구현하도록 구성될 수 있다. 메모리(114)는 프로세서(112)와 연결되고 프로세서(112)의 동작과 관련한 다양한 정보를 저장한다. RF 유닛(116)은 프로세서(112)와 연결되고 무선 신호를 송신 및/또는 수신한다. 단말(120)은 프로세서(122), 메모리(124) 및 RF 유닛(126)을 포함한다. 프로세서(122)는 본 발명에서 제안한 절차 및/또는 방법들을 구현하도록 구성될 수 있다. 메모리(124)는 프로세서(122)와 연결되고 프로세서(122)의 동작과 관련한 다양한 정보를 저장한다. RF 유닛(126)은 프로세서(122)와 연결되고 무선 신호를 송신 및/또는 수신한다. 기지국(110) 및/또는 단말(120)은 단일 안테나 또는 다중 안테나를 가질 수 있다.
- [0130] 이상에서 설명된 실시예들은 본 발명의 구성요소들과 특징들이 소정 형태로 결합된 것들이다. 각 구성요소 또는 특징은 별도의 명시적 언급이 없는 한 선택적인 것으로 고려되어야 한다. 각 구성요소 또는 특징은 다른 구성요소나 특징과 결합되지 않은 형태로 실시될 수 있다. 또한, 일부 구성요소들 및/또는 특징들을 결합하여 본 발명의 실시예를 구성하는 것도 가능하다. 본 발명의 실시예들에서 설명되는 동작들의 순서는 변경될 수 있다. 어느 실시예의 일부 구성이나 특징은 다른 실시예에 포함될 수 있고, 또는 다른 실시예의 대응하는 구성 또는 특징과 교체될 수 있다. 특허청구범위에서 명시적인 인용 관계가 있지 않은 청구항들을 결합하여 실시예를 구성하거나 출원 후의 보정에 의해 새로운 청구항으로 포함시킬 수 있음은 자명하다.
- [0131] 본 문서에서 기지국에 의해 수행된다고 설명된 특정 동작은 경우에 따라서는 그 상위 노드(upper node)에 의해 수행될 수 있다. 즉, 기지국을 포함하는 복수의 네트워크 노드들(network nodes)로 이루어지는 네트워크에서 단말과의 통신을 위해 수행되는 다양한 동작들은 기지국 또는 기지국 이외의 다른 네트워크 노드들에 의해 수행될 수 있음은 자명하다. 기지국은 고정국(fixed station), Node B, eNodeB(eNB), 액세스 포인트(access point) 등의 용어에 의해 대체될 수 있다.
- [0132] 본 발명에 따른 실시예는 다양한 수단, 예를 들어, 하드웨어, 펌웨어(firmware), 소프트웨어 또는 그것들의 결합 등에 의해 구현될 수 있다. 하드웨어에 의한 구현의 경우, 본 발명의 일 실시예는 하나 또는 그 이상의 ASICs(application specific integrated circuits), DSPs(digital signal processors), DSPDs(digital signal processing devices), PLDs(programmable logic devices), FPGAs(field programmable gate arrays), 프로세서, 컨트롤러, 마이크로 컨트롤러, 마이크로 프로세서 등에 의해 구현될 수 있다.
- [0133] 펌웨어나 소프트웨어에 의한 구현의 경우, 본 발명의 일 실시예는 이상에서 설명된 기능 또는 동작들을 수행하는 모듈, 절차, 함수 등의 형태로 구현될 수 있다. 소프트웨어 코드는 메모리 유닛에 저장되어 프로세서에 의해 구동될 수 있다.
- [0134] 상기 메모리 유닛은 상기 프로세서 내부 또는 외부에 위치하여, 이미 공지된 다양한 수단에 의해 상기 프로세서와 데이터를 주고 받을 수 있다.
- [0135] 본 발명은 본 발명의 특징을 벗어나지 않는 범위에서 다른 특정한 형태로 구체화될 수 있음은 당업자에게 자명하다. 따라서, 상기의 상세한 설명은 모든 면에서 제한적으로 해석되어서는 아니되고 예시적인 것으로 고려되어야 한다. 본 발명의 범위는 첨부된 청구항의 합리적 해석에 의해 결정되어야 하고, 본 발명의 등가적 범위 내에서의 모든 변경은 본 발명의 범위에 포함된다.

산업상 이용가능성

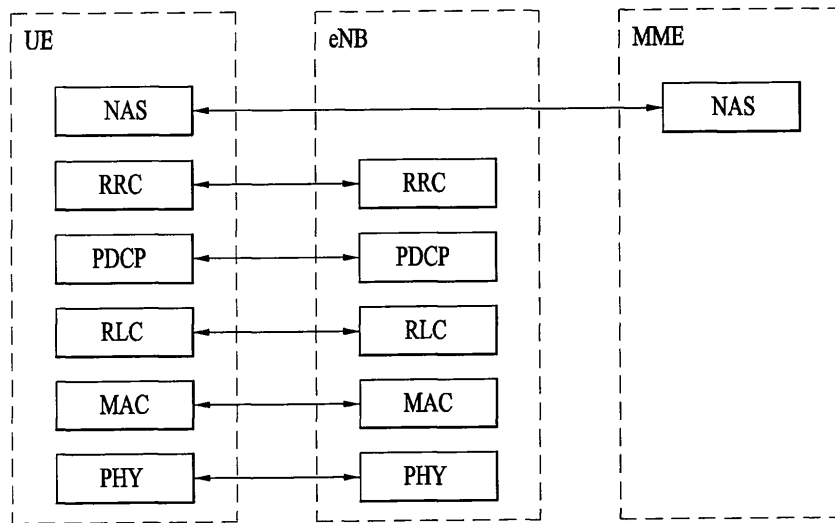
- [0136] 상술한 바와 같은 무선 통신 시스템에서 풀-듀플렉스(Full-Duplex) 무선통신 시스템에서 송신 신호와 수신 신호의 시간 동기를 추정하는 방법 및 이를 위한 장치는 3GPP LTE 시스템에 적용되는 예를 중심으로 설명하였으나, 3GPP LTE 시스템 이외에도 다양한 무선 통신 시스템에 적용하는 것이 가능하다.

도면

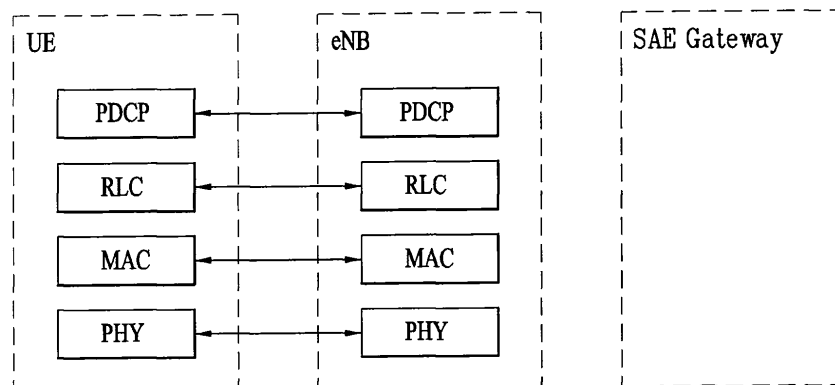
도면1



도면2

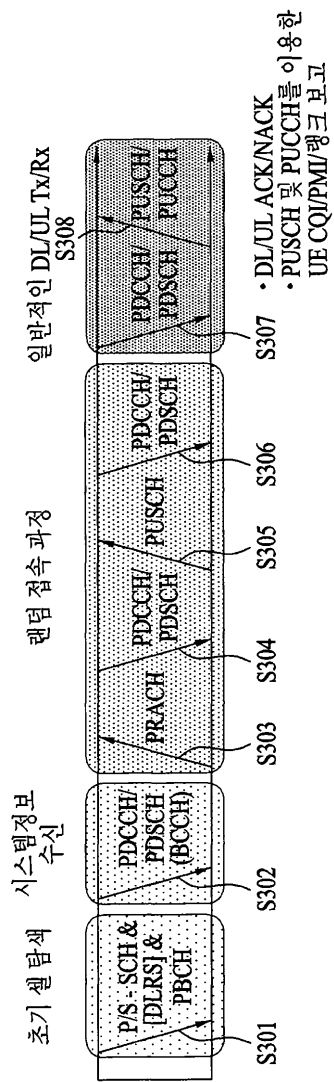


(a) 제어-평면 프로토콜 스택

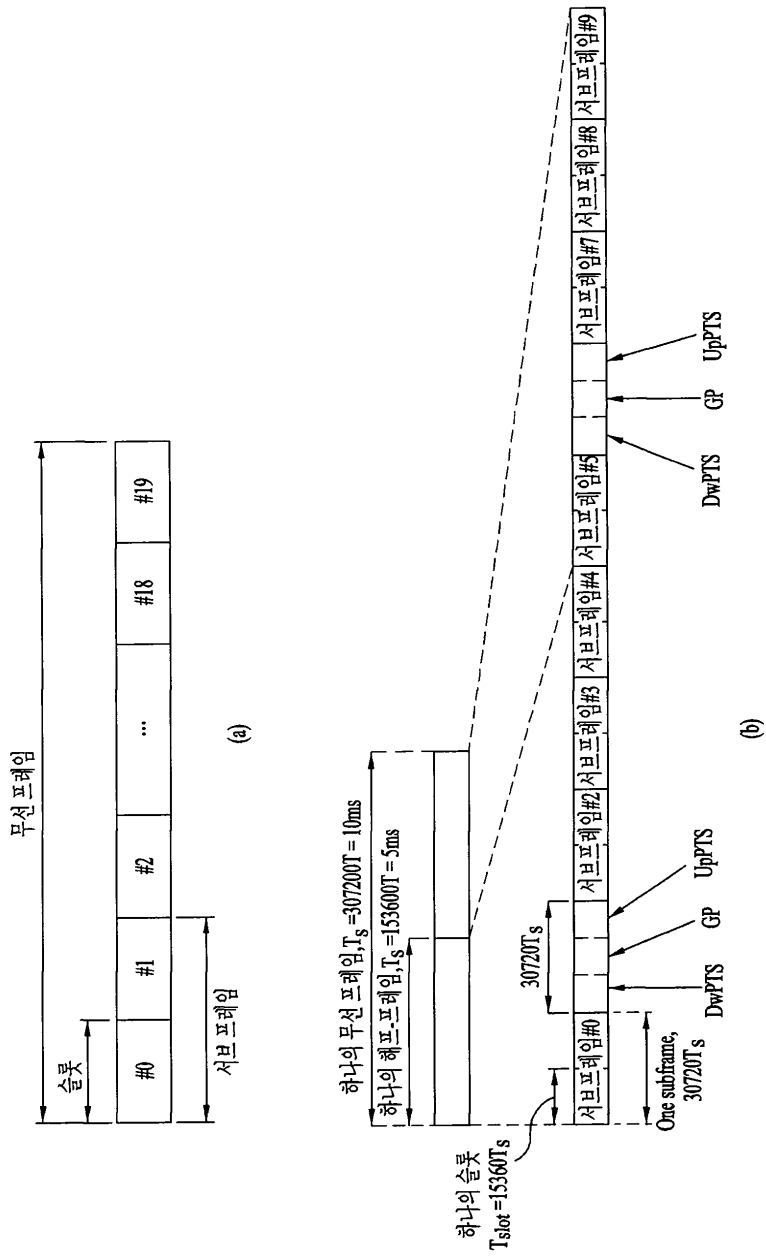


(b) 사용자-평면 프로토콜 스택

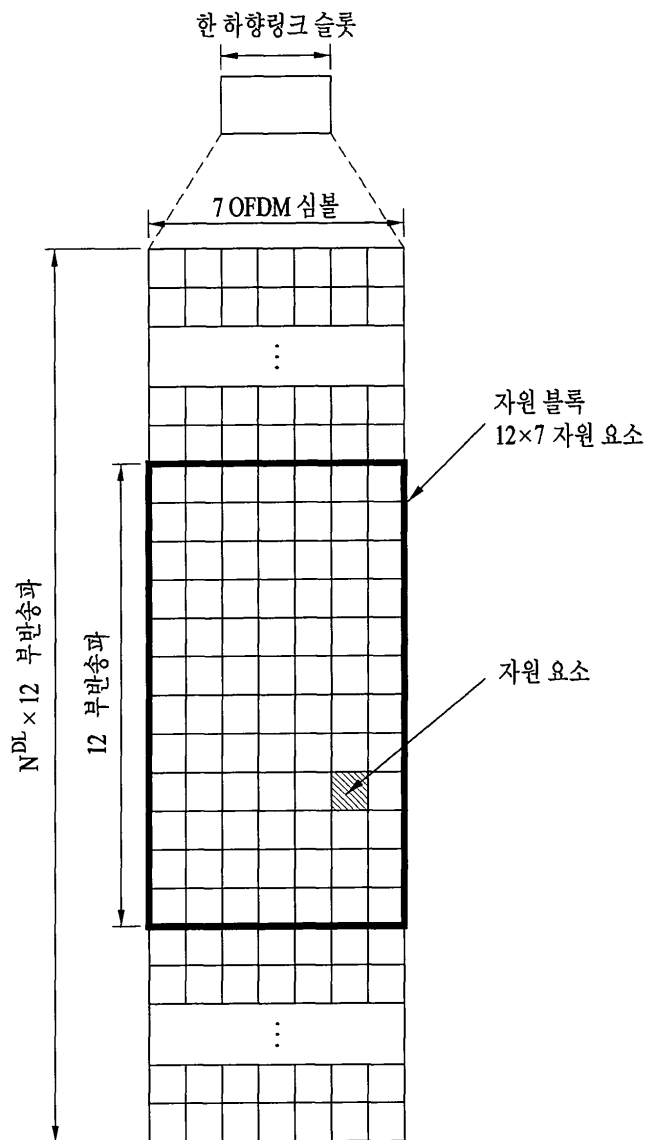
도면3



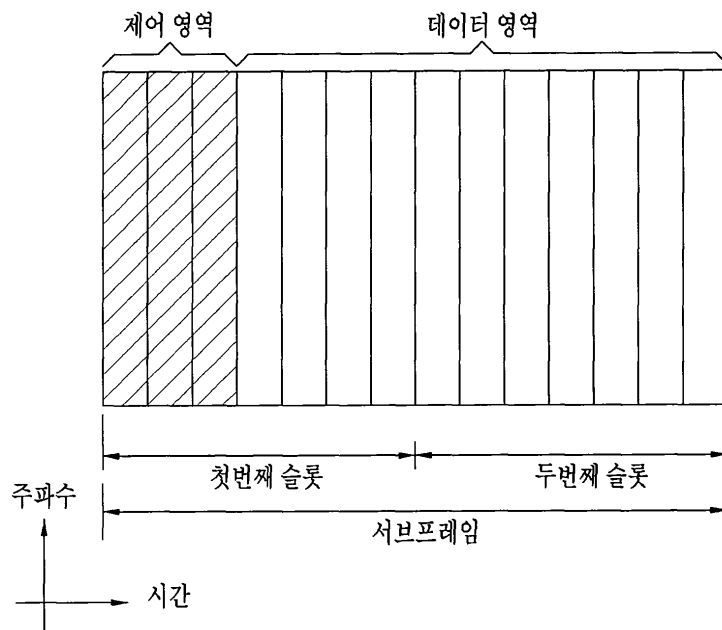
도면4



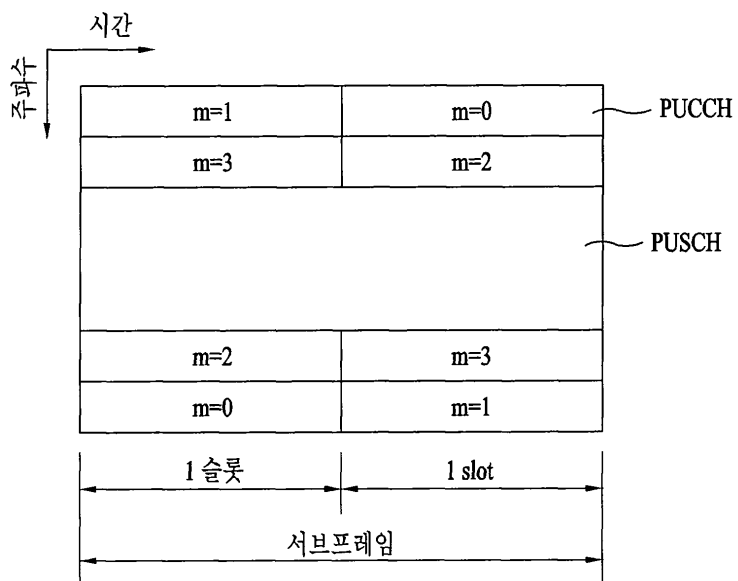
도면5



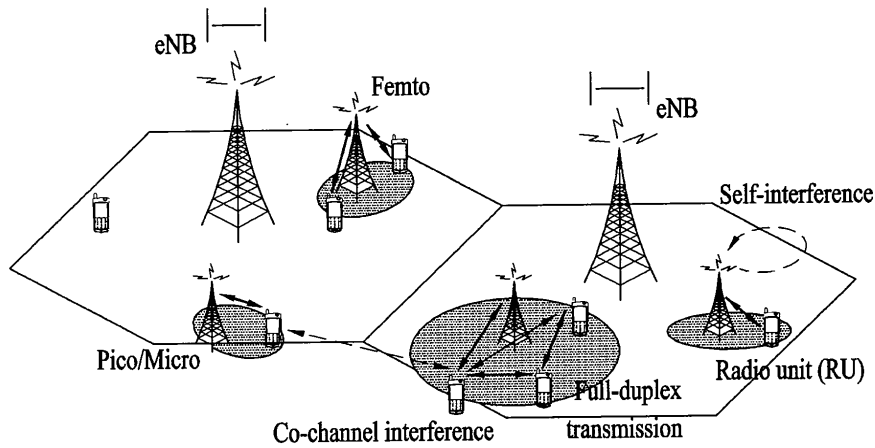
도면6



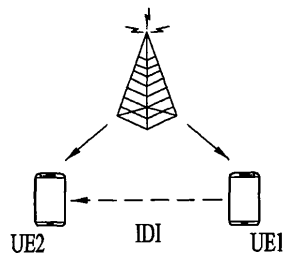
도면7



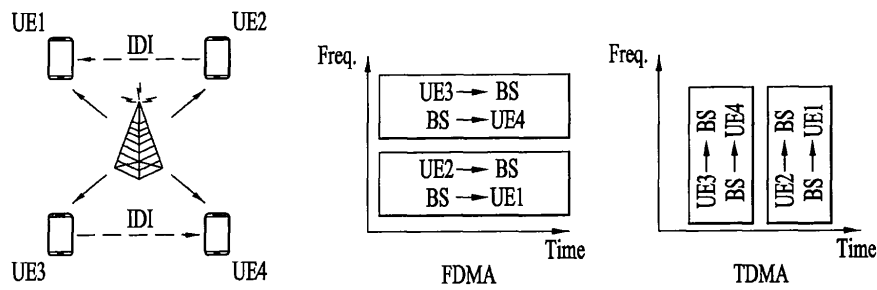
도면8



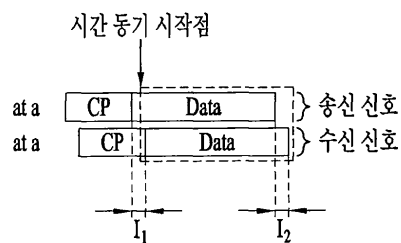
도면9



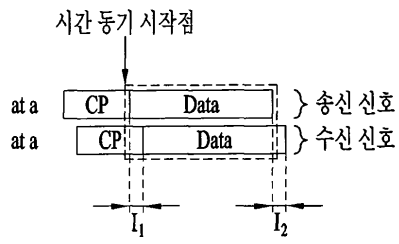
도면10



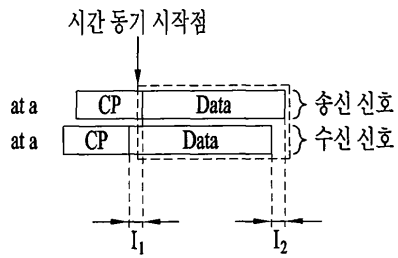
도면11



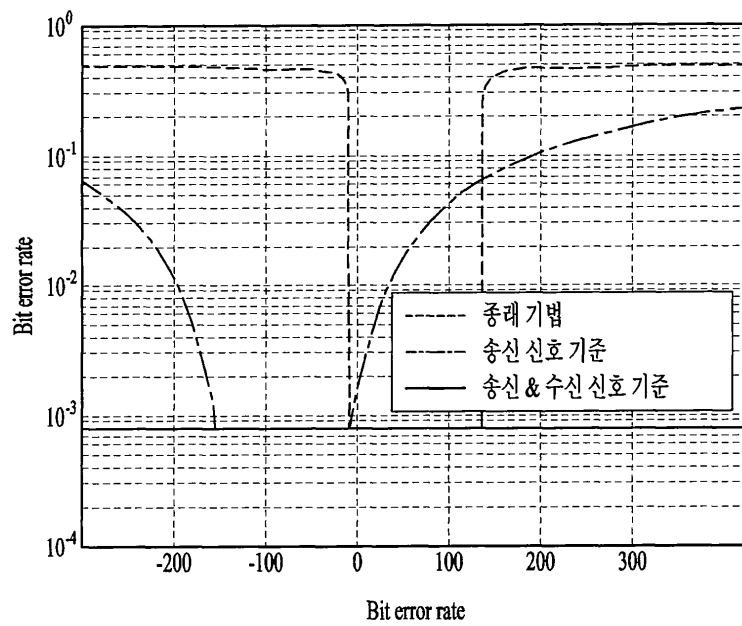
도면12



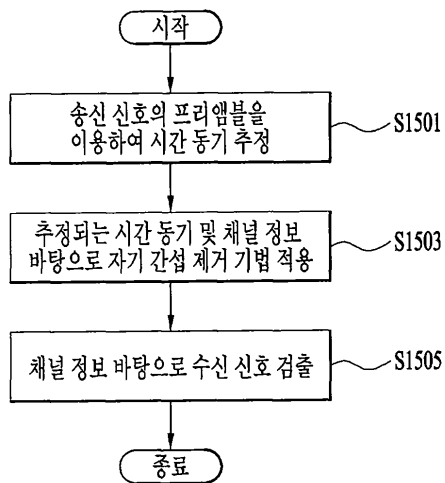
도면13



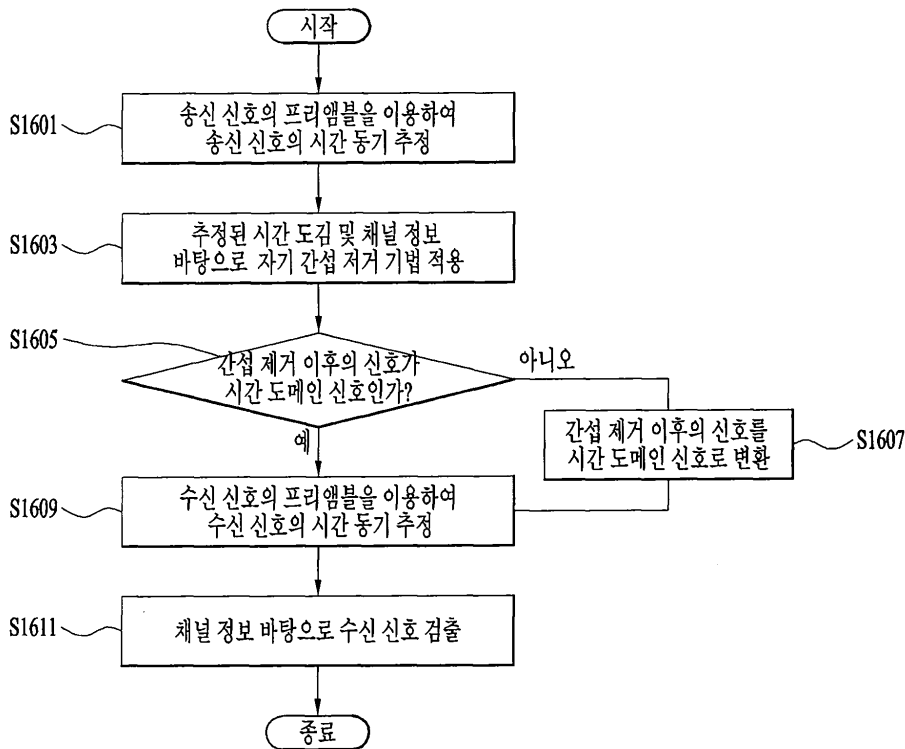
도면14



도면15



도면16



도면17

